

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08044399 A**(43) Date of publication of application: **16 . 02 . 96**

(51) Int. Cl.

**G10L 9/14**  
**G10L 9/18**  
**H03M 7/30**  
**H04B 14/04**

(21) Application number: **07052389**(22) Date of filing: **13 . 03 . 95**

(30) Priority: **17 . 03 . 94 JP 06 47235**  
**18 . 03 . 94 JP 06 48443**  
**25 . 05 . 94 JP 06111192**

(71) Applicant: **NIPPON TELEGR & TELEPH  
CORP <NTT>**

(72) Inventor: **IWAGAMI NAOKI**  
**MORIYA TAKEHIRO**  
**MIKI SATOSHI**

(54) **ACOUSTIC SIGNAL TRANSFORMATION  
ENCODING METHOD AND DECODING METHOD**

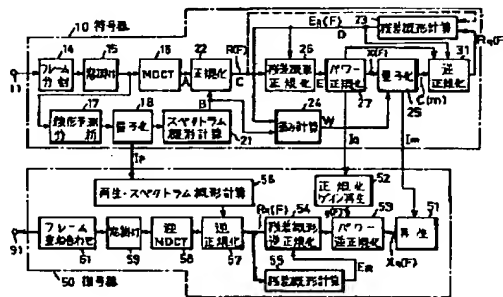
## (57) Abstract:

**PURPOSE:** To perform encodings with small information by flatening efficiently the frequency characteristic of an input acoustic signal.

**CONSTITUTION:** The spectrum characteristic of the input acoustic signal is calculated by executing the modified discrete cosine transformation of the input acoustic signal. On the other hand, a prediction coefficient is calculated from the input acoustic signal in a linear prediction analyzing part 17 and an approximate form of the spectrum characteristic of the acoustic signal is calculated by executing the Fourier transformation of the prediction coefficient in a spectrum approximate form calculating part 21 and a residual coefficient is obtained by normalizing the spectrum characteristic with the approximate form in a normalization part 22. A residual approximate form normalizing part 26 obtains a fine structure coefficient by normalizing the residual coefficient with a residual approximate form predicted in a residual approximate form calculating part 23 and then a quantization part 25 quantizes vectorially the fine structure coefficient. A reverse normalizing circuit 31 reproduces the residual coefficient by deformalizing a quantized fine structure and the residual approximate form calculating part 23 predicts

the approximate form of the residual coefficient of a remaining next frame from the reproduced residual coefficient.

COPYRIGHT: (C)1996,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-44399

(43) 公開日 平成8年(1996)2月16日

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 1 0 L 9/14	G			
9/18	E			
H 0 3 M 7/30	Z	9382-5K		
	A	9382-5K		
H 0 4 B 14/04	Z			

審査請求 有 請求項の数45 O L (全 24 頁)

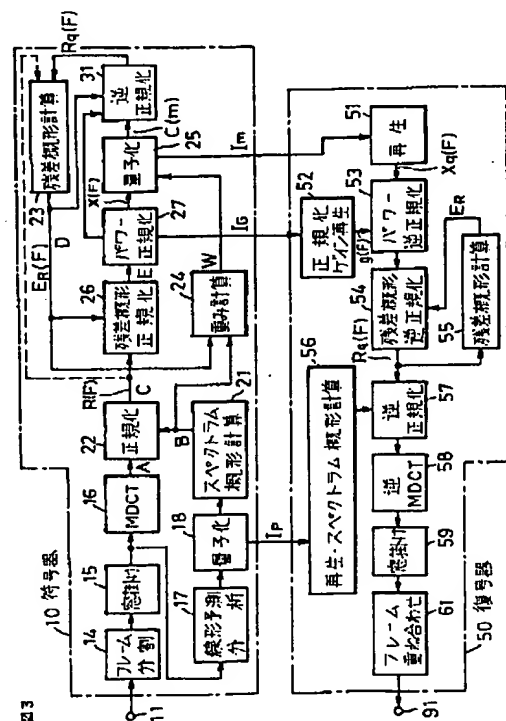
(21) 出願番号	特願平7-52389	(71) 出願人	000004226 日本電信電話株式会社 東京都新宿区西新宿三丁目19番2号
(22) 出願日	平成7年(1995)3月13日	(72) 発明者	岩上 直樹 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日 本電信電話株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願平6-47235	(72) 発明者	守谷 健弘 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日 本電信電話株式会社内
(32) 優先日	平6(1994)3月17日	(72) 発明者	三樹 聡 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日 本電信電話株式会社内
(33) 優先権主張国	日本 (J P)	(74) 代理人	弁理士 草野 卓
(31) 優先権主張番号	特願平6-48443		
(32) 優先日	平6(1994)3月18日		
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		
(31) 優先権主張番号	特願平6-111192		
(32) 優先日	平6(1994)5月25日		
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		

(54) 【発明の名称】 音響信号変換符号化方法および復号化方法

(57) 【要約】

【目的】 音響信号の周波数特性を能率的に平坦化し、少ない情報量で符号化する。

【構成】 入力音響信号を変形離散コサイン変換してそのスペクトラム特性を求める。他方、入力音響信号から線形予測分析部17で予測係数を求め、その予測係数をスペクトラム概形計算部21でフーリエ変換して音響信号のスペクトラム特性の概形を求め、正規化部22でそのスペクトラム特性をその概形で正規化して残差係数を得る。残差概形正規化部26はその残差係数を、残差概形計算部23で予測した残差概形により正規化して微細構造係数を得て、量子化部25はその微細構造係数をベクトル量子化する。逆正規化部31は量子化微細構造を逆正規化して残差係数を再生し、残差概形計算部23はその再生残差係数から残次フレームの残差係数の概形を予測する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力音響信号を周波数領域に変換して符号化する音響信号変換符号化方法において、

入力音響信号についてフレーム単位に、その周波数特性の概形が平坦化された周波数領域の残差係数を得る第1の段階と、

上記第1の段階で得られた現フレームの上記残差係数の概形を、現在または過去のフレームの上記残差係数から予測し、予測残差概形を生成する第2の段階と、

上記第1の段階で得られた現フレームの上記残差係数を、上記第2の段階で得られた上記予測残差概形で正規化して微細構造係数を得る第3の段階と、

上記第3の段階で得られた上記微細構造係数を量子化し、その量子化微細構造を表すインデックスを上記音響信号の符号化出力の少なくとも一部として出力する第4の段階、とを含む。

【請求項2】 請求項1記載の符号化方法において、上記第2の段階は、現フレームの上記予測残差概形により、上記量子化微細構造係数を逆正規化して再生残差係数を生成する第5の段階と、上記再生残差係数からそのスペクトラム概形を求める第6段階と、上記スペクトラム概形から次フレームの上記残差係数に対する上記予測残差概形を合成する第7の段階と、を含む。

【請求項3】 請求項2記載の符号化方法において、上記第7の段階は、現フレームに対し予め決めた1つ又は連続する複数の過去のフレームの上記再生残差係数のスペクトラム概形から線形合成により上記予測残差概形を合成する処理を含む。

【請求項4】 請求項3記載の符号化方法において、上記第2段階は、上記過去のフレームの上記再生残差係数のスペクトラム概形から合成する上記予測残差概形が、現フレームの残差係数の概形を目標としてそれに近づくよう上記過去のフレームの上記スペクトラム概形に対する上記線形合成を制御する第8段階を含む。

【請求項5】 請求項4記載の符号化方法において、上記線形合成の最適制御は、現フレームの上記再生残差係数のスペクトラム概形を目標に決定され、決定された最適制御は次フレームにおける上記線形合成に適用される。

【請求項6】 請求項4記載の符号化方法において、上記線形合成の最適制御は、現フレームの上記残差係数のスペクトラム概形を目標に決定され、決定された最適制御は現フレームにおける上記予測残差概形の線形合成に適用される。

【請求項7】 請求項5又は6記載の符号化方法において、上記第7段階の上記線形合成は、上記過去のフレームの上記再生残差係数のスペクトラム概形に対してそれぞれ予測係数を乗算し、それによって得られた乗算結果を加算して上記予測残差概形を得る処理であり、上記第8段階は、上記加算結果が上記目標に近づくよう上記予

測係数を決定する処理を含む。

【請求項8】 請求項7記載の符号化方法において、上記第8段階は上記予測係数決定のための上記目標が現フレームの上記残差係数のスペクトラム概形の場合、上記予測係数を量子化したインデックスを上記符号化出力の他の一部の符号として出力する第9段階を含む。

【請求項9】 請求項7又は8記載の符号化方法において、上記第7段階の上記線形合成は各上記過去のフレームのサンプル群に対し、周波数軸上において少なくとも1サンプル正方向及び負方向にそれぞれずれた第1シフトサンプル群と第2シフトサンプル群を生成し、上記第1及び第2シフトサンプル群にそれぞれ予測係数を乗算し、これら乗算結果を上記過去のフレームに対する予測係数の乗算結果と共に全て加算することによって上記予測残差概形を得る処理を含む。

【請求項10】 請求項3、5乃至9のいずれかに記載の符号化方法において、上記第6の段階は、上記再生残差係数から求めた上記スペクトラム概形の現在及び過去の複数のフレーム間平均値を各サンプルごとに、または現フレーム内サンプルの平均値を求める第10の段階と、上記平均値を現フレームの上記スペクトラム概形から減算し、その減算結果を上記スペクトラム概形として上記第7段階に与える第11段階とを含み、上記第7段階は上記線形合成の結果に上記平均値を加算し、その加算結果から上記予測残差概形を得る第12の段階を含む。

【請求項11】 請求項10記載の符号化方法において、上記第6の段階は、上記第11の段階の減算結果のフレーム内平均振幅を計算する第13の段階と、上記第13の段階で得た上記減算結果の平均振幅で上記第11段階の上記減算結果を割算し、その割算結果を上記スペクトラム概形として上記第7段階に与える第14段階を含み、上記第7段階は上記線形合成の結果に上記第13段階の上記減算結果の平均振幅を乗算し、その乗算結果を上記線形合成の結果として上記第12段階に与える第14段階を含む。

【請求項12】 請求項3、5乃至11のいずれかに記載の符号化方法において、上記第6の段階は上記再生残差係数の上記スペクトラム概形に窓関数を畳み込む処理を含み、上記第7段階はその畳み込み結果を上記スペクトラム概形として使い線形合成を行う処理を含む。

【請求項13】 請求項3、5乃至12のいずれかに記載の符号化方法において、上記第7の段階は上記線形合成の結果に予め決めた定数を加算して上記予測残差概形を得る処理を含む。

【請求項14】 請求項4乃至9のいずれかに記載の符号化方法において、上記第8の段階における上記線形合成の制御は、上記目標の周波数領域係数及び上記再生残差係数のスペクトラム概形をそれぞれ複数の小帯域に分割し、この小帯域ごとに行う処理を含む。

【請求項15】 請求項1記載の符号化方法において、

上記第2の段階は、上記予測残差概形が現フレームにおける上記残差係数のスペクトラム概形に最も近くなるように上記スペクトラム概形を量子化し、その量子化を表すインデックスを上記符号化出力の他の一部として出力する処理を含む。

【請求項16】 請求項15の符号化方法において、上記第2段階は現フレームの上記量子化スペクトラム概形と、過去のフレームの量子化スペクトラム概形とを予め決めた予測係数を使って線形合成し、その線形合成値が上記スペクトラム概形と最も近くなるように上記量子化スペクトラム概形を決定し、その時の上記線形合成値を上記予測残差概形として得る処理を含む。

【請求項17】 請求項15の符号化方法において、上記第2段階は現フレームの量子化スペクトラム概形と、過去のフレームの上記予測残差概形とを線形合成し、その線形合成値が上記スペクトラム概形と最も近くなるように上記量子化スペクトラム概形を決定し、その時の上記線形合成値を上記予測残差概形として得る処理を含む。

【請求項18】 請求項1乃至17のいずれかに記載の符号化方法において、上記第1段階は、上記入力音響信号を周波数領域係数に変換し、上記入力音響信号をフレーム毎に線形予測分析して線形予測係数を求め、上記線形予測係数を周波数領域係数に変換して上記音響信号のスペクトラム概形を求め、上記音響信号の周波数領域係数を上記スペクトラム概形で正規化して上記残差係数を得る処理を含む。

【請求項19】 請求項1乃至17のいずれかに記載の符号化方法において、上記第1段階は、上記入力音響信号を周波数領域係数に変換し、上記周波数領域係数のスペクトラム振幅を時間領域信号に逆変換し、上記時間領域信号を線形予測分析して線形予測係数を求め、上記線形予測係数を周波数領域係数に変換して上記音響信号のスペクトラム概形を求め、上記音響信号の周波数領域係数を上記スペクトラム概形で正規化して上記残差係数を得る処理を含む。

【請求項20】 請求項18又は19記載の符号化方法において、上記線形予測係数を周波数領域係数に変換する処理は、上記線形予測係数を量子化して量子化線形予測係数を求め、上記量子化線形予測係数を上記線形予測係数として上記周波数領域係数に変換すると共に、上記量子化線形予測係数を表すインデックスを上記符号化出力の他の一部として出力する処理を含む。

【請求項21】 請求項1乃至17のいずれかに記載の符号化方法において、上記第1段階は、上記入力音響信号を周波数領域係数に変換し、上記周波数領域係数を複数の小帯域に分割してそれぞれのスケールリングファクタを求め、上記入力音響信号の周波数領域係数を上記スケールリングファクタで正規化して上記残差係数を得る処理を含む。

【請求項22】 請求項1乃至17のいずれかに記載の符号化方法において、上記第1段階は、上記入力音響信号を線形予測分析して線形予測係数を求め、上記線形予測係数で制御された逆フィルタに上記音響信号を通して残差信号を得て、上記残差信号を周波数領域係数に変換して上記残差係数を得る処理を含む。

【請求項23】 請求項22記載の符号化方法において、上記残差信号を得る処理は、上記線形予測係数を量子化して得られた量子化線形予測係数を上記線形予測係数として上記逆フィルタに与えてそれを制御すると共に、上記量子化線形予測係数を表すインデックスを上記符号化出力の他の一部として出力する処理を含む。

【請求項24】 請求項1乃至23のいずれかに記載の符号化方法において、上記入力音響信号を周波数領域係数に変換する処理は、上記入力音響信号をフレーム単位に重ね合わせ直交変換する処理を含む。

【請求項25】 フレーム毎に予め決めた複数のサンプルの周波数領域係数に変換されて符号化された音響信号を復号する復号化方法において、入力された第1量子化インデックスから再生した微細構造係数を、過去のフレームの情報から予測した残差係数の概形で逆正規化して現在フレームにおける再生残差係数を得る第1の段階と、

上記第1段階で得られた上記再生残差係数から音響信号の周波数特性の概形が与えられた音響信号を再生する第2の段階と、を含む。

【請求項26】 請求項25記載の復号方法において、上記第1段階は上記再生残差係数から次フレームに対する上記残差係数の概形を合成する第3段階を含む。

【請求項27】 請求項26記載の復号方法において、上記第3の段階は、上記再生残差係数のスペクトラム概形を計算する第4の段階と、現フレームに対し、予め決めた1又は連続する複数の過去のフレームの上記スペクトラム概形にそれぞれ予測係数を乗算して線形合成により現フレームの上記残差係数の概形を得る第5の段階が含まれる。

【請求項28】 請求項27記載の復号方法において、上記第5の段階は、上記線形合成により得られる上記残差概形が現在フレームにおける上記再生残差係数の概形にもっとも近くなるように上記線形合成を適応的に制御する第6の段階が含まれる。

【請求項29】 請求項28記載の復号方法において、上記第6の段階における上記線形合成の制御は、上記残差係数のスペクトラム概形を複数の小帯域に分割し、この小帯域ごとに行う処理を含む。

【請求項30】 請求項27、28又は29記載の復号方法において、上記第4の段階は、上記再生残差係数から求めた上記スペクトラム概形の現在及び過去の複数フレーム間平均値を各サンプルごとに、またはフレーム内サンプルの平均値を求める第7の段階と、上記平均値を

現フレームの上記スペクトラム概形から減算し、その減算結果を上記スペクトラム概形として上記第5段階に与える第8段階を含み、上記第5段階は上記線形合成の結果に上記平均値を加算して上記予測残差概形を得る第9の段階を含む。

【請求項31】 請求項30記載の復号方法において、上記第3の段階は、上記第8の段階の減算結果のフレーム内平均振幅を計算する第10の段階と、上記平均振幅で上記第8の段階の減算結果を割算し、その割算結果を上記スペクトラム概形として上記第5段階に与える第11段階とを含み、上記第5段階は上記線形合成の結果に上記減算結果の平均振幅を乗算し、その乗算結果を上記線形合成の結果として上記第9段階に与える第12段階を含む。

【請求項32】 請求項27乃至31のいずれかに記載の復号方法において、上記第4の段階は上記再生残差係数のスペクトラム概形に窓関数を畳み込む処理を含み、上記第5段階はその畳み込み結果を上記スペクトラム概形として使って上記線形合成を行う処理を含む。

【請求項33】 請求項27乃至31のいずれかに記載の復号方法において、上記第5段階は上記線形合成は各上記過去のフレームのサンプル群に対し、周波数軸上において少なくとも1サンプル正方向及び負方向にずれた第1シフトサンプル群と第2シフトサンプル群を生成し、上記第1及び第2シフトサンプル群にそれぞれ予測係数を乗算し、これら乗算結果を上記過去のフレームに対する予測係数の乗算結果と共に全て加算することにより上記予測残差概形を得る処理を含む。

【請求項34】 請求項27乃至33のいずれかに記載の復号方法において、上記第5の段階は上記線形合成の出力に予め決めた定数を加算して上記予測残差概形を得る処理を含む。

【請求項35】 請求項26記載の復号方法において、上記第3の段階は、上記再生残差係数のスペクトラム概形を計算する第4の段階と、現フレームに対し、予め決めた1又は連続する複数の過去のフレームの上記スペクトラム概形のそれぞれに、入力された第3の量子化インデックスにより指定された上記予測係数を乗算し、これら乗算結果を加算することにより現フレームの上記再生残差係数の概形を得る第5の段階を含む。

【請求項36】 請求項25又は35記載の復号方法において、上記第1段階における上記再生残差概形は、符号側から送られたインデックスをそれぞれ逆量子化して得た現フレームと過去のフレームの量子化スペクトラム概形を線形合成して得る。

【請求項37】 請求項25又は35記載の復号方法において、上記第1段階における上記再生残差概形は、過去のフレームにおける合成残差概形と、符号側から送られたインデックスを逆量子化して得た現フレームの量子化スペクトラム概形を線形合成して得る。

【請求項38】 請求項25乃至37の何れかに記載の復号方法において、上記第2段階は、入力された第2量子化インデックスを逆量子化して上記音響信号の周波数特性の概形情報を再生する処理と、上記周波数特性の概形情報に基づいて上記周波数特性の概形が与えられた上記音響信号を再生する処理とを含む。

【請求項39】 請求項38記載の復号方法において、上記第2段階は、入力された上記第2インデックスから上記周波数特性の概形情報として上記音響信号の線形予測係数を再生し、上記再生された線形予測係数から上記音響信号の周波数特性の概形を求め、上記第1段階で得た上記再生残差係数を上記音響信号の周波数特性の概形で逆正規化して上記周波数領域係数を得て、上記周波数領域係数を時間領域信号に変換して上記音響信号を得る処理を含む。

【請求項40】 請求項39記載の復号方法において、上記周波数特性の概形を求める処理は、上記線形予測係数をフーリエ変換し、その結果得られたスペクトラム振幅を上記周波数特性の概形として得る処理を含む。

【請求項41】 請求項38記載の復号方法において、上記第2段階は、上記第1段階で得られた上記再生残差係数を時間領域の残差信号に変換する処理と、入力された第2量子化インデックスから上記周波数特性の概形情報として上記音響信号の線形予測係数を再生する処理と、上記線形予測係数をフィルタ係数として上記残差信号を逆フィルタ処理して上記音響信号を再生する処理を含む。

【請求項42】 請求項38記載の復号方法において、上記第2段階は、上記第1段階で得られた上記再生残差係数を複数の小帯域に分割し、入力された量子化スケールファクタインデックスからそれぞれの小帯域に対応するスケールファクタを上記周波数特性の概形情報として再生し、それぞれの小帯域の上記再生残差係数を対応する上記スケールファクタで逆正規化して上記周波数特性の概形が付与された周波数領域係数を求め、上記周波数領域係数を時間領域信号に変換して上記音響信号を再生する処理を含む。

【請求項43】 請求項39又は40記載の復号方法において、上記周波数領域係数から上記時間領域信号への変換は逆重ね合わせ直交変換である。

【請求項44】 請求項38記載の復号方法において、上記第2の段階は上記周波数特性の概形情報に基づいて上記再生残差計数に上記周波数特性の概形を与えて周波数領域係数を生成する処理と、上記周波数領域係数を時間領域信号に変換することにより再生された上記音響信号を得る処理を含む。

【請求項45】 請求項44記載の復号方法において、上記周波数領域係数から上記時間領域信号への変換は逆重ね合わせ直交変換である。

【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】この発明はオーディオ信号、特に音楽信号や音声信号などの音響信号を、周波数領域係数に変換し、その周波数領域係数をできるだけ少ない情報量でデジタル符号化する符号化方法、及びその符号化音響信号を復号化する復号化方法に関する。

## 【0002】

【従来の技術】現在、オーディオ信号を高効率に符号化する方法として、原音をフレームと呼ばれる5～50ms程度の一定間隔の区間に分割し、その1フレームの信号に時間一周波数変換（フーリエ変換）を行って得た周波数領域係数（周波数軸上のそれぞれの点におけるサンプル値）を、その周波数特性の包絡形状（スペクトラム概形）と、周波数領域係数をスペクトラム概形で平坦化して得られる残差係数との2つの情報に分離し、それぞれを符号化することが提案されている。このような符号化法として、適応スペクトラム聴感制御エントロピー符号化法（ASPEC：Adaptive Spectral Perceptual Entropy Coding）や、重み付きベクトル量子化による変換符号化法（TCWVQ：Transform Coding with Weighted Vector Quantization）、エムベグオーディオ・レイヤ3方式（MPEG-Audio Layer III）などがある。それぞれの技術については、K.Brandenburg, J.Herre, J.D.Johnston et al: "ASPEC: Adaptive spectral entropy coding of high quality music signals", Proc. AES'91及びT.Moriya, H.Suda: "An 8 Kbit/s transform coder for noisy channels," Proc. ICASSP'89, pp196-199 及びISO/IEC標準IS-11172-3に述べられている。

【0003】これらの符号化法では、高効率な符号化を実現するためには、残差係数はできるだけ周波数特性が平坦であることが望ましい。このため、上述のASPECやMPEG-Audio Layer IIIでは、周波数領域係数をいくつかの小帯域に分割し、小帯域内の信号を、帯域の強さを表すスケーリングファクタと呼ばれる値で割ることによって正規化する事によって周波数特性の平坦化をはかる。即ち図1に示すように入力端子11から入力されたデジタル化された音響入力信号は時間一周波数変換部（変形離散コサイン変換：MDCT）2により周波数領域係数に変換され、この周波数領域係数は帯域分割部3により複数の小帯域に分割され、これら小帯域信号はそれぞれ代表値計算・量子化部4<sub>1</sub>～4<sub>n</sub>でその平均値又は最大値などの帯域の強さを表す代表値（スケーリングファクタ）が計算され、かつそのスケーリングファクタは量子化されて、全体として周波数領域係数の概形が得られる。前記分割された各小帯域信号は正規化部5<sub>1</sub>～5<sub>n</sub>でそれぞれ対応する帯域の前記量子化されたスケーリングファクタで正規化され帯域残差係数とされ、これら正規化によって得られた帯域残差係数は量子化部6で帯域合成されスペクトラム残差を得る。その結果、時間一周波数変換部2により得られた前記周波数領域係数はその

周波数特性の概形が取り除かれ、平坦化された残差係数となり、その残差係数は量子化される。この残差係数の量子化を示すインデックスI<sub>R</sub>と、前記各代表値を量子化したインデックスI<sub>p</sub>とがそれぞれ復号器へ送出される。

【0004】この方法よりも高効率な周波数領域係数の平坦化方法として、線形予測分析を用いる方法がある。周知のように、線形予測係数は入力信号の周波数特性を平坦化するように動作する線形予測フィルタ（逆フィルタと呼ばれている）のインパルス応答を表している。この方法では、図2に示すように端子11に与えられたデジタル音響信号を線形予測分析・予測係数量子化部7で線形予測し、得られた線形予測係数を線形予測分析フィルタ、いわゆる逆フィルタ8にフィルタ係数として設定し、この線形予測分析フィルタ8を端子11からの入力信号で駆動することによって周波数特性の平坦化された残差信号を得る。この残差信号を時間一周波数変換部（離散コサイン変換：DCT）2で周波数領域の信号、即ち残差係数に変換し、残差量子化部6で量子化し、その量子化を表すインデックスI<sub>R</sub>と線形予測係数を量子化したインデックスI<sub>p</sub>とを復号器へ送出する。この方法は、TCWVQで用いられている。

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】上述の何れの方法においても、周波数特性の全体的な概形を正規化するとどまり、オーディオ信号に含まれるピッチ成分のような微視的な周波数特性の凹凸を能率良く除去することはできない。このことが障害となり、ピッチ成分の強い音楽信号や音声信号などを符号化する際の性能の向上が困難であった。

【0006】線形予測分析については齊藤、中田“音声情報処理の基礎”第6章（オーム社）に、DCTについてはK.R.Rao, P.Yip著安田、藤原訳“画像符号化技術—DCTとその国際標準”第2章（オーム社）に、およびMDCTについてはISO/IEC標準IS-11172-3に述べられている。この発明の目的は、変換符号化において、入力音響信号の周波数特性をその概形で正規化して得られる残差係数にピッチ成分が含まれる場合でも少ない情報量で能率良く符号化可能な符号化方法及びその符号化音響信号を復号する方法を提供することにある。

## 【0007】

【課題を解決するための手段】この発明の符号化方法によれば、入力音響信号を周波数領域に変換して符号化する方法において、入力音響信号についてフレーム単位で、その周波数特性の概形が平坦化された残差係数を得る第1の段階と、その第1の段階で得られた現フレームの残差係数の概形を現在、または過去のフレームの残差係数から予測し、予測残差概形を生成する第2の段階と、第1の段階で得られた現フレームの上記残差係数を、第2の段階で得られた予測残差概形で正規化して微細構造係数を得る第3段階と、その第3段階で得られた

微細構造係数を量子化し、その量子化微細構造を表すインデックスを上記音響信号の符号化出力の少なくとも1部として出力する第4の段階とを有している。

【0008】第1の段階で残差係数を得るには、入力音響信号を周波数領域係数に変換した後にその周波数特性の概形を取り除くか、入力音響信号を時間領域でその周波数特性の概形を平均化した後に、周波数領域係数に変換してもよい。第2の段階で予測残差概形を生成するには、量子化微細構造係数を逆正規化して再生残差係数を生成し、その再生残差係数からそのスペクトラム概形を求め、そのスペクトラム概形から次フレームの残差係数に対する予測残差概形を合成する。

【0009】上記符号化方法の第2段階において、予測残差概形が現フレームにおける残差係数のスペクトラム概形に最も近くなるよう、そのスペクトラム概形を量子化し、その量子化を表すインデックスを符号化出力の他の一部として出力してもよい。その場合、現フレームの残差係数のスペクトラム概形と、過去のフレームの量子化スペクトラム概形とを予め決めた予測係数を使って線形合成し、その線形合成値が上記スペクトラム概形と最も近くなるように上記量子化スペクトラム概形を決定し、その時の上記線形合成値を上記予測残差概形としてもよい。あるいは、現フレームの量子化スペクトラム概形と、過去のフレームの上記予測残差概形とを線形合成し、その線形合成値が上記スペクトラム概形と最も近くなるように上記量子化スペクトラム概形を決定し、その時の上記線形合成値を上記予測残差概形として得てもよい。

【0010】上記符号化方法において、重ね合わせ直交変換を使って入力音響信号を周波数領域係数に変換してもよい。その場合は、入力音響信号を線形予測分析して得た線形予測係数のスペクトラム振幅を上記周波数領域係数の概形として求め、それを使って周波数領域係数を正規化するのが好ましい。この発明の復号化方法によれば、周波数領域に変換されて符号化された音響信号を復号する方法において、入力された第1の量子化インデックスから再生した微細構造係数を、過去のフレームの情報から合成した残差概形で逆正規化して現フレームの再生残差係数を得る第1の段階と、その第1の段階で得られた残差係数から元の音響信号の周波数特性の概形が与えられた音響信号を再生する第2の段階とを有する。

【0011】第1の段階は、上記再生残差係数から次フレームに対する残差係数の概形を合成する第3段階を含む。第3段階は更に、上記再生残差係数のスペクトラム概形を計算する第4段階と、現フレームに対し、予め決めた1又は連続する複数の過去のフレームの上記スペクトラム概形にそれぞれ予測係数を乗算して線形合成により現フレームの残差係数の概形を得る第5段階を含む。

【0012】第2の段階において周波数特性の概形が与えられた音響信号を再生するには、周波数領域の再生残

差係数に与える場合と、再生残差係数を時間領域に変換して得た残差信号に与える場合とがある。上記復号方法において、上記残差概形は、符号側から送られたインデックスを逆量子化して得た現フレームと過去のフレームの量子化スペクトラム概形を線形合成して得てもよい。

【0013】あるいは、上記残差概形は、過去のフレームにおける残差概形と、符号側から送られたインデックスを逆量子化して得た現フレームの量子化スペクトラム概形を線形合成して得てもよい。

【0014】

【作用】一般に、周波数領域係数をスペクトラム概形で正規化して得られる残差係数は、ピッチ成分を含んでおり、全体のパワーに対してエネルギーの大きいスパイクとなって現れる。ピッチ成分は長時間持続することからスパイクは複数フレームにわたって同じ位置に現れるので、残差係数のパワーはフレーム間で相関が高い。この発明では、前フレームの残差係数の振幅またはその概形と現フレームの相関を用いて残差係数の冗長度を取り除くため、つまり前記スパイクを取り除き、残差係数よりも平坦化された微細構造係数を量子化するため高い量子化能率が得られる。また、入力信号が複数のピッチをもっている場合にも周波数領域上ではピッチは分離されているので対応できる。

【0015】

【実施例】図3にこの発明による符号化方法を適用した符号器10と復号化方法を適用した復号器50とを示し、図中のA, B, ..., Eで示す出力の波形例を図5A~5Eに示す。この発明においても、まず、入力音響信号の符号化に必要なビット数を低減するため、入力信号に対し、まず平坦化されたスペクトラム概形を有する残差係数を求めるが、その方法としては例えば次の2つがある。

【0016】(a) 入力信号を周波数領域係数に変換すると共に、入力信号のスペクトラム概形を求め、前記周波数領域係数をそのスペクトラム概形で正規化して残差係数を得る。

(b) 線形予測係数で制御される逆フィルタにより時間領域で入力信号を処理して残差信号を求め、その残差信号を周波数領域係数に変換し、残差係数を得る。

【0017】上記方法(a)において、入力信号のスペクトラム概形を得る方法として次の3つの方法が考えられる。

(c) 上述の事実を応用して、入力信号の線形予測係数をフーリエ変換して求める。

(d) 図1で説明したように、入力信号を変換して得た周波数領域係数を複数の帯域に分割し、それぞれの帯域のスケーリングファクタをスペクトラム概形として得る。

【0018】(e) 入力信号を変換して得た周波数領域係数の絶対値を逆変換して得た時間領域信号の線形予測係数を求め、その線形予測係数をフーリエ変換して求め

る。方法(c)と(e)は次の事実に基づいている。前述のように、線形予測係数は、入力信号の周波数特性を平坦化するように動作する逆フィルタのインパルス応答(周波数特性)を表しており、従って線形予測係数のスペクトラム概形は、入力信号のスペクトラム概形に対応している。詳しく言えば、線形予測係数をフーリエ変換して得られるスペクトラム振幅は、入力信号のスペクトラム概形の逆数となっている。

【0019】この発明は上記方法(a)と(c),(d),(e)のどの組み合わせを使ってもよいし、方法(b)のみを使ってもよい。図3の実施例は上記方法(a)と(c)の組み合わせを使った場合である。符号器10には入力端子1

$$W(n) = \sin \{ \pi(n+0.5)/(2N) \}$$

この時間窓が掛けられた信号は一方で重ね合わせ直交変換の一種であるN次のMDCT(Modified Discrete Cosine Transform:変形離散コサイン変換)部16で変形離散コサイン変換されて周波数領域係数(周波数軸上のそれぞれの点におけるサンプル値)に変換され、例えば図4Aに示すようなスペクトラム振幅が得られる。時間窓掛け部15の出力は他方で線形予測分析部17で線形予測分析され、P次の予測係数 $\alpha_0, \dots, \alpha_P$ が求められる。この予測係数 $\alpha_0, \dots, \alpha_P$ を量子化部18で例えばLSPパラメータ、あるいはkパラメータに変換してから量子化してスペクトラム概形を示すインデックス $I_P$ を得る。

【0021】前記予測係数 $\alpha_0, \dots, \alpha_P$ のスペクトラム概形がスペクトラム概形計算部21で求められる。図4Bは得られたスペクトラム概形の例を示す。予測係数のスペクトラム概形を得るには、例えば図5Aに示すように、 $P+1$ 個の量子化予測係数( $\alpha$ パラメータ)の後に、 $(4 \times N - P - 1)$ 個の0をつなげて得た長さ $4 \times N$ のサンプル系列を離散フーリエ変換(例えば高速フーリエ変換FFT)し、更にその $2 \times N$ 次のパワースペクトラムを計算し、このスペクトラムの各奇数次をそれぞれ取り出し、それらについてそれぞれ平方根をとる。このようにして得られたN点のスペクトラム振幅は、スペクトラム概形の逆数を表している。あるいは図5Bに示すように $P+1$ 個の量子化予測係数( $\alpha$ パラメータ)の後に $(2 \times N - P - 1)$ 個の0をつなげた長さ $2 \times N$ のサンプル系列をFFT分析し、その結果についてN次のパワースペクトラムを計算する。0番目から始まってi番目のスペクトラム概形の逆数は、 $i = N - 1$ 以外では $i + 1$ 番目とi番目の各パワースペクトラムの平方根を平均して、つまり補間して得る。 $N - 1$ 番目のスペクトラム概形の逆数は、 $N - 1$ 番目のパワースペクトラムの平方根をとって得る。正規化部22はこのようにして得られたスペクトラム概形で、MDCT部16からのスペクトラム振幅を各対応サンプルごとに割って正規化し、図4Cに示すような現フレームFの残差係数 $R(F)$ を得る。ただし、前述のように量子化予測係数 $\alpha$ をフーリエ変換して直接得られるものはスペクトラム概形の逆数であり、従って実際

1からデジタル信号とされた音響信号が入力され、フレーム分割部14でそのN入力サンプルごとに過去 $2 \times N$ サンプルの入力系列を抽出し、この $2 \times N$ 個のサンプルの系列を重ね合わせ直交変換(LOT: Lapped Orthogonal Transform)処理用フレームとする。このLOT処理用フレームは時間窓掛け部15で時間窓が掛けられる。LOTについては例えばH.S.Malvar, "Signal Processing with Lapped Transform," ArtechHouseに述べられている。例えば0から始まってn番目の窓関数の値 $W(n)$ は式(1)で表わされるものを用いるのが一般的であり、この実施例でもこれを用いる。

【0020】

(1)

には正規化部22はMDCT部16の出力とスペクトラム概形計算部21の出力(スペクトラム概形の逆数)を単に乗算すればよい。しかしながら、以降の説明においても便宜上、スペクトラム概形計算部21はスペクトラム概形を出力するものとする。

【0022】従来においては上述とは異なる方法で得た残差係数を量子化してそのインデックスを送出するが、一般に音響信号(特に音声信号、音楽信号)の残差係数は図4Cに示したようにピッチ成分などの比較的大きな変動を含んでいる。そこでこの発明では、過去又は現在のフレームの残差係数から予測した現フレームの残差係数 $R(F)$ の概形 $E_R(F)$ で、現フレームの残差係数 $R(F)$ を正規化して微細構造係数を得、その微細構造係数を量子化する。この実施例では正規化により得られた微細構造係数をそのレベルが大きい成分程、重要視するように重み付き量子化する場合であり、スペクトラム概形計算部21で得られたスペクトラム概形と残差概形計算部23で得られた残差係数概形 $E_R(F)$ とを重み計算部24で各対応サンプルごとに掛け合わせて重み付け係数 $w_1, \dots, w_N$ (ベクトル $W$ で表す)を得て量子化部25へ供給する。この重み付け係数に聴感制御を施すこともできる。この実施例では、重み付け係数に0.6前後の定数をべき乗する。この他の聴感制御方法として、エムベグーオーディオ方式で用いられている聴覚モデルによって求めた各サンプルごとに必要なSNR(信号対雑音比)を非対数化して重み付け係数と掛け合わせる方法などもある。この方法では、入力信号を分析して得られた周波数特性から、各周波数サンプルごとに聴感的にノイズが検知できる最小のSNRを、聴覚モデルによってマスキング量を推定することによって計算する。このSNRが各サンプルごとに必要なSNRである。エムベグーオーディオにおける聴覚モデルの技術についてはISO/IEC標準IS-11172-3に述べられている。

【0023】正規化部22からの現フレームFの残差係数 $R(F)$ を残差係数概形計算部23からの残差係数概形で割って正規化して微細構造係数を得ることが残差概形正規化部26で行われる。その現フレームの微細構造係数

はパワー正規化部27でその振幅の平均値またはパワーの平均値の平方根である正規化ゲイン $g(F)$ で割算することにより正規化され、正規化微細構造係数 $X(F) = (x_1, \dots, x_N)$ として量子化部25へ供給される。このパワー正規化の際の正規化ゲイン $g(F)$ は逆正規化部31に与えられると共に量子化され、その量子化ゲインを示すインデックス $lg$ が出力される。

【0024】量子化部25では正規化微細構造係数 $X(F)$ に対し重み付け係数 $W$ により重み付けを行った後、ベク

$$x_{ki} = x_{iM+k},$$

$$w_{ki} = w_{iM+k},$$

即ち、 $j = iM + k$ の関係がある。ただし、 $k = 0, 1, \dots, M-1$ であり、 $i = 0, 1, \dots, (N/M)-1$ である。 $N = 16$ 、 $M = 4$ の場合の式(2)のインターリーブ法で正規化微細構造係数 $x_j (j=1, \dots, N)$ を再配列する場合の再配列前と後の関係を図6に示す。重み付け係数 $w_j$ の場合も同様である。このようにして得られた微細構造係数と重み付け係数の

$$dk(m) = \sum [w_{ki} \{x_{ki} - c_i(m)\}]^2 \quad (3)$$

で規定され、 $\Sigma$ は $i = 0$ から $(N/M)-1$ までの加算オペレータである。この距離尺度 $dk(m)$ が最小になる符号ベクトル $C(m^k)$ を探索する事を $k = 1, \dots, M$ に付いて行い、それぞれの符号ベクトルのインデックス $m^1, \dots, m^M$ から量子化インデックス $lm$ を得る。

【0026】図7は上述のインターリーブ型重み付けベクトル量子化を行う量子化部25の構成を示す。この図を参照して $k$ 番目の小系列 $x_{ki}$ に付いての量子化手順を説明する。入力微細構造係数 $x_j$ と重み付け係数 $w_j (j=1, \dots, N)$ はインターリーブ部25Aで式(2)のように再配列され、 $k$ 番目の小系列 $x_{ki}$ 、 $w_{ki}$ がそれぞれ減算部25B及び2乗器25Eに与えられる。符号帳25Cから選択したベクトル $C(m)$ の要素系列 $c_i(m)$ と微細構造係数小系列 $x_{ki}$ との差が減算部25Bで求められ、その差が2乗器25Dで2乗される。一方、重み付け係数小系列 $w_{ki}$ は2乗器25Eで2乗され、その出力と2乗器25Dの出力との内積が内積計算部25Fで求められ、その内積値 $dk_i$ が最小となるベクトル $C(m^k)$ を符号帳25Cから探索することが最適符号帳探索部25Gで行われ、その $dk_i$ が最小となるベクトル $C(m^k)$ を示すインデックス $m^k$ が出力される。

【0027】このようにして、量子化部25で量子化により得られた $M$ 個のベクトル $C(m^1), C(m^2), \dots, C(m^M)$ を構成する要素系列である量子化小系列 $C(m)$ は、逆正規化部31で式(2)に従って元の配列に並べかえられて量子化

$$E_R''(F) = \beta_1(F-1)E(F-1) + \beta_2(F-1)E(F-2) + \dots + \beta_4(F-1)E(F-4)$$

で表される。

【0029】図8の例では、加算器34の出力 $E_R$ は必要に応じて定数加算部38にて同一定数が各サンプルに加算されて予測残差概形係数 $E_R'$ を得る。定数加算部38で定数を加算するのは加算器34の出力として得られる予測残差概形係数 $E_R$ の予測が大きく間違っていた場

合に、その影響を小さくするためである。この加算定数は、例えば加算器34の出力の1フレームの平均パワーに0.05を乗算した値であり、加算器34の出力である予測残差概形係数 $E_R$ の振幅の平均が1024のとき、前記加算定数は50程度とされる。定数加算部38の出力 $E_R'$ は必要に応じて正規化部39で1フレーム( $N$ 点)

トル量子化する。この例ではインターリーブ型重み付けベクトル量子化する場合で、まず、 $N$ 個のサンプルから成る正規化微細構造係数 $x_j (j=1, \dots, N)$ と重み付け係数 $w_j (j=1, \dots, N)$ の系列を、それぞれ同じように次のように $N/M$ 個ずつの $M$ 個の小系列にインターリーブして再配列する。即ちそれぞれの係数の $k$ 番目の小系列の $i$ 番目のサンプル値 $x_{ki}$ 、 $w_{ki}$ と、もとの系列の $j$ サンプル目の値 $x_j$ 、 $w_j$ との関係を次式(2)に示す。

(2)

$M$ 個の小系列対の各々について重み付けベクトル量子化する。インターリーブ後の $k$ 番目の小系列微細構造係数のサンプル値を $x_{ki}$ 、重み付け係数の値を $w_{ki}$ 、符号帳のインデックス $m$ のベクトル $C(m)$ の $i$ 番目の要素の値を $c_i(m)$ としたときのベクトル量子化の際の重み付け距離尺度 $dk(m)$ は次式

(3)

正規化微細構造係数とされ、これに対しパワー正規化部27で得た正規化ゲイン $g(F)$ で逆正規化し、更に残差概形計算部23からの残差係数概形が乗算されて量子化残差係数 $R_q(F)$ が再生される。その量子化残差係数の概形が残差概形計算部23により求められる。

【0028】残差概形計算部23の具体例を図8を参照して説明する。この例では、残差概形正規化部26へ入力された現フレーム $F$ の残差信号 $R(F)$ に対し、残差概形計算部23が前フレーム $F-1$ の残差係数 $R(F-1)$ を使って決定した予測係数 $\beta_1(F-1) \sim \beta_4(F-1)$ を使って合成した残差概形 $E_R(F)$ で正規化する場合である。残差概形計算部23の線形合成部37は、この例では4つの継続接続された1フレーム遅延段351~354と、それぞれの遅延段の出力 $E_1 \sim E_4$ に予測係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ を乗算する乗算器361~364と、全ての乗算結果の対応するサンプルをそれぞれ加算し、加算結果を合成残差概形係数 $E_R''(F)$ ( $N$ サンプル)として出力する加算器34とから構成されている。現フレーム $F$ において、遅延段351~354はそれらの出力 $E_1(F) \sim E_4(F)$ として過去のフレーム $(F-1) \sim (F-4)$ に測定した残差スペクトラム概形 $E(F-1) \sim E(F-4)$ を出力しており、予測係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ としては、前フレーム $(F-1)$ で決定された値 $\beta_1(F-1) \sim \beta_4(F-1)$ が設定されている。従って、現フレームの加算器34の出力 $E_R''(F)$ は次式

合に、その影響を小さくするためである。この加算定数は、例えば加算器34の出力の1フレームの平均パワーに0.05を乗算した値であり、加算器34の出力である予測残差概形係数 $E_R$ の振幅の平均が1024のとき、前記加算定数は50程度とされる。定数加算部38の出力 $E_R'$ は必要に応じて正規化部39で1フレーム( $N$ 点)

のパワーの平均が1になるように正規化して最終的な現フレームFの予測残差概形（以降単に残差概形とも呼ぶ） $E_R(F)$ を得る。

【0030】この様にして得られる残差概形 $E_R(F)$ は、例えば図4Dに示すように、正規化部22からの図4Cに示す残差係数 $R(F)$ 中の強いピッチ成分と対応する位置に単極性のインパルスを有している。一般に、オーディオ信号では隣接フレーム間でピッチ成分の周波数位置がほとんど変わらないので、残差概形正規化部26においてこの残差概形 $E_R(F)$ により入力残差係数 $R(F)$ を割算することにより、ピッチ成分レベルが抑圧され、図4Eに示すようなランダム成分が主体の微細構造係数が得られる。この正規化により得られた微細構造係数が前述のようにパワー正規化部27、量子化部25で順次処理され、それぞれ正規化ゲイン $g(F)$ と量子化小系列ベクトル $C(m)$ が逆正規化部31に与えられる。逆正規化部31では、再生部31Aでは、量子化小系列ベクトル $C(m)$ を再配列して量子化正規化微細構造係数 $X_q(F)$ を求め、それに正規化ゲイン $g(F)$ を乗算して量子化微細構造係数を再生し、その再生出力に乗算器31Bで現フレームFの残差概形 $E_R(F)$ を乗算することにより量子化残差係数 $q(F)$ を再生する。現フレームFにおいてこの再生された量子化残差係数（再生残差係数） $R_q(F)$ が残差概形計

$$a^{i+1} : i = -g, -(g-1), \dots, -1, 0, 1, \dots, (g-1), g$$

で規定し、 $a$ の値として例えば $a=0.5$ が用いられる。上式の場合の窓の幅は $2g+1$ である。窓関数の畳み込みにより、周波数軸上の各点におけるサンプル値は、その正方向に隣接する $g$ 個のサンプル値と負方向に隣接する $g$ 個のサンプル値の影響を受けた値に変換される。これにより、残差概形計算部23での残差概形の予測効果が過敏にならないようにでき、従って復号音に異常音が生じるのを抑えることができる。窓の幅を12サンプル以上とすると、残差係数概形中のピッチ成分にもとづく変動が不明となり、好ましくない。

【0033】窓関数が畳み込まれて得られたスペクトラム概形 $E(F)$ は、現フレームのスペクトラム概形 $E_0(F)$ として線形合成部37に与えられると共に、予測係数計算部40にも与えられる。予測係数計算部40は線形合成部37への入力 $E_0(F)$ と遅延段351～354の出力 $E_1=E(F-1) \sim E_4=E(F-4)$ が与えられ、後述のようにスペクトラム概形 $E_0(F)$ に対する加算器34の出力 $E_R$ の自乗誤差が最小となるように予測係数 $\beta_1(F) \sim \beta_4(F)$ を適応的に決定する。その後、遅延段351～354は与えられているスペクトラム概形 $E_0 \sim E_3$ をそれぞれ取り込んで、更新されたスペクトラム概形 $E_1 \sim E_4$ として出力し、1フ

$$r_{i,j} = E_i \cdot E_j$$

【0036】

【数2】

算部23のスペクトラム振幅計算部32に与えられる。

【0031】スペクトラム振幅計算部32は、逆正規化部31からの再生された量子化残差係数 $R_q(F)$ の $N$ 個のサンプルのスペクトラムの振幅を計算する。その計算された $N$ 個のスペクトラム振幅に対し、窓関数量み込み部33で周波数窓関数が畳み込まれて現フレームFの再生残差係数 $R_q(F)$ の振幅の概形、即ち残差係数概形 $E(F)$ を得て線形合成部37に与える。スペクトラム振幅計算部32では、例えば、再生残差係数 $R_q(F)$ の各サンプルの絶対値をスペクトラム振幅とする方法や、再生残差係数 $R_q(F)$ の各サンプルの2乗値と1つ前のフレーム $(F-1)$ の残差係数 $R_q(F-1)$ の対応するサンプルの2乗値との和の平方根をスペクトラム振幅とする方法などがある。また、このスペクトラム振幅を対数で表してもよい。窓関数の畳み込み方法は、幅が3～9サンプル程度で、窓関数の形状として、三角窓、ハミング窓、ハンニング窓、指数関数窓などを用いることもできるし、窓形状を適応的に可変にしても良い。窓関数として指数関数窓を使う場合の具体例としては、 $g$ を1以上の予め決めた整数とすると、窓関数を例えば次式

【0032】

【数1】

フレームに付いての処理サイクルを終了する。その結果得られる加算器34の出力（合成残差概形） $E_R$ に基づいて、前述と同様に次フレーム $(F+1)$ の残差係数 $R(F+1)$ に対する予測残差概形係数 $E_R(F+1)$ が生成される。

【0034】予測係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ は以下のようにして求めることができる。図8では予測次数は4次となっているが、ここでは一般化のために $Q$ 次とする。 $q$ を $1 \leq q \leq Q$ を満足する任意の整数とし、 $q$ 段目における予測係数の値を $\beta_q$ とする。乗算器361～36 $Q$ （ $Q=4$ ）に対する予測係数（乗算係数）を $\beta_1 \sim \beta_Q$ とし、また、 $q$ 段目出力の係数系列をベクトル $E_q$ で表し、遅延段351～35 $Q$ の出力を $E_1, E_2, \dots, E_Q$ とし、さらに、窓関数量み込み部33の出力であるスペクトラム概形の係数系列（現フレームの残差係数概形係数） $E(F)$ をベクトル $E_0$ で表す。この時、次式(4)で求められる相互相関係数 $r$ を用いて、連立一次方程式(5)を $\beta_1 \sim \beta_Q$ について解くことによって加算器34の出力 $E_R$ の $E_0$ に対する自乗誤差（予測誤差）が最小になる予測係数 $\beta_1 \sim \beta_Q$ が求められる。

【0035】

(4)

$$\begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \cdots & r_{1,q} \\ r_{2,1} & r_{2,2} & & r_{2,q} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ r_{q,1} & r_{q,2} & \cdots & r_{q,q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{0,1} \\ r_{0,2} \\ \vdots \\ r_{0,q} \end{bmatrix} \quad (5)$$

線形合成部37において参照する過去のフレームのスペクトラム概形は4フレーム前までに限ることなく、1フレーム前だけでも、それ以上前でもよく、従って遅延段の数Qは1以上任意の数でよい。

【0037】この様に、図8の残差概形計算部23を使った符号化方法によれば、正規化部22からの残差係数R(F)は、その過去の残差係数から推定された残差概形E<sub>R</sub>(F)で正規化されるため、その正規化された微細構造係数は残差係数R(F)よりも概形の変化が少ない平坦なものになる。従って、それだけ少ないビット数で量子化することができる。また残差係数のスペクトラム振幅系列に対し窓関数畳み込み部33で周波数窓関数を畳み込んで求めたスペクトラム概形E(F)から予測した残差概形E<sub>R</sub>(F)で残差係数R(F)を正規化するので、残差係数R(F)中の例えばピッチ成分とそれぞれ対応した位置に現れる強いパルスに対し、残差概形の推定が周波数軸方向に1サンプル程度ずれても大きな予測誤差を生ずることなく動作する。窓関数畳み込みを用いない場合は、推定誤りが生じると大きな予測誤差が生じる原因となる。

【0038】図3において、符号器10から線形予測係数の量子化値を示すインデックスI<sub>p</sub>と、微細構造係数のパワー正規化利得の量子化値を示すインデックスI<sub>G</sub>と、微細構造係数の量子化値を示すインデックスI<sub>m</sub>とが出力される。復号器50においてはインデックスI<sub>p</sub>、I<sub>G</sub>、I<sub>m</sub>が入力され、再生部51で入力されたインデックスI<sub>m</sub>から正規化微細構造係数が再生され、正規化ゲイン再生部52で入力されたインデックスI<sub>G</sub>から正規化ゲインが再生され、パワー逆正規化部53で前記再生された正規化微細構造係数が前記再生された正規化ゲインにより逆正規化されて微細構造係数とされる。その微細構造係数は、残差逆正規化部54で、残差概形計算部55からの残差概形E<sub>R</sub>が掛算されて逆正規化され、残差係数R(F)が再生される。この再生された残差係数R(F)の概形が残差概形計算部55で符号器10の残差概形計算部23と同じ方法で計算される。

【0039】一方、再生・スペクトラム概形計算部56で入力されたインデックスI<sub>p</sub>から線形予測係数α<sub>0</sub>~α<sub>p</sub>が再生され、更にその線形予測係数から、符号器10のスペクトラム概形計算部21と同じ方法でスペクトラム概形が計算され、その計算されたスペクトラム概形が逆正規化部57で残差概形逆正規化部54からの再生残差係数R(F)に対して掛算されて逆正規化され、周波数領域係数が再生される。その周波数領域係数はフレーム毎に逆MDCT部58でN次の逆変形離散コサイン変換がさ

れて2Nサンプルの時間領域信号(逆LOT処理用フレームと呼ぶ)に変換される。この時間領域信号は窓掛部59でフレームごとに例えば式(1)で表わされる形状の時間窓がかけられる。その窓かけ出力はフレーム重ね合わせ部61で長さ2×Nサンプルの逆LOT処理用現フレームの前半Nサンプルと前フレームの後半Nサンプルとが互いに加算され、得られたNサンプルを現フレームの再生音響信号として出力端子91に出力される。

【0040】上述においてP、N、Mの各値は、P=60前後、N=512、M=64程度を目安に自由に選べるが、P+1<N×4でなくてはならない。また、上記実施例では、図6で説明した残差概形係数のインターリーブベクトル量子化の際の係数系列の分割数Mの値は、N/Mの値が整数であるものとして説明したが、Mの値は、必ずしもN/Mが整数となるように設定する必要はない。整数とならない場合には、分割したそれぞれの小系列の一部を1サンプルずつ長くして、不足サンプル数を補えばよい。

【0041】残差概形計算部23、55としては図9に図8と対応する部分に同一符号を付けて示すように、窓関数畳み込み部33の出力を平均計算部41で例えば10フレームにわたる平均を対応するサンプル毎に計算し、又は1フレーム内平均をフレーム毎に求め、つまり直流成分を検出し、その直流成分を窓関数畳み込みの出力から減算器42で差引き、得られた変動分のみを遅延段351へ供給し、加算器34の出力に加算器43で同じ平均計算部41の出力を加えてもよい。加算器34の出力E<sub>R</sub>が減算器42の出力E<sub>0</sub>になるべく近づくように予測係数β<sub>1</sub>~β<sub>Q</sub>を決定する。このような予測係数β<sub>1</sub>~β<sub>Q</sub>は、前述と同様に式(4)、(5)により決定することができる。しかし図9の構成によれば、変動分についてのみ予測するため予測の能率がより向上する。

【0042】更に図10に示すように図9中の減算器42の出力のフレーム内の各サンプルの2乗の平均値の平方根、つまり標準偏差を振幅検出部44で計算し、この標準偏差で減算器42の出力を割算器45において割ることにより正規化して変動を平坦化したスペクトラム概形E<sub>0</sub>を遅延段351へ供給し、加算器34の出力E<sub>R</sub>が割算器45の出力になるべく一致するように式(4)、(5)により予測係数β<sub>1</sub>~β<sub>Q</sub>を決定し、加算器34の出力に振幅検出部44の出力である標準偏差を乗算器46で乗算して逆正規化し、その逆正規化出力を加算器43へ供給して残差概形係数E<sub>R</sub>(F)を得る。ただし、図10のように処理すると、図8に示した構成における予測係数β<sub>1</sub>~β<sub>Q</sub>を求める方程式(5)は、次式(6)

【0043】

【数3】

$$\begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \cdots & r_{Q-1} \\ r_1 & r_0 & & r_{Q-2} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ r_{Q-1} & r_{Q-2} & \cdots & r_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_Q \end{bmatrix}$$

(ただし  $r_i = r_{0,i}$ ) (6)

のように近似することが可能である。つまり、線形合成部37に与えられるスペクトラム概形のパワーが正規化されているので、式(5)の左辺第1項中の対角要素  $r_{1,1}, r_{2,2}, \dots$  は互いに等しくなり、また  $r_{i,j} = r_{j,i}$  となる。式(6)中の行列はテブリッツ型なので、この方程式はLevinson-Durbin アルゴリズムで高速に解くことができる。また、図8及び9では、 $Q \times Q$  個の相関係数を計算しなくてはならなかったが、図11では  $Q$  個の相関係数を計算するだけでよいので、予測係数  $\beta_1 \sim \beta_Q$  を求めるのに少ない演算量ですむ。また、相関係数  $r_{0,j}$  は、式(4)のように求めても良いが、下式(7)のように互いに  $j$  フレーム離れた係数ベクトル  $E_i$  と  $E_{i+j}$  の内積を  $i=0$  から  $n_{MAX}$  に渡って加算して求めると、より安定性が増す。

【0044】

$$r_{0,j} = (1/S) \sum E_i \cdot E_{i+j} \quad (7)$$

ここで、 $\Sigma$  は  $i=0$  から  $n_{MAX}$  までの総和演算子であり、 $S$  は平均化のための定数であり、 $S \geq Q$  である。 $n_{MAX}$  の値は、 $S-1$  でも良いし、 $(S-j-1)$  でも良い。なお、Levinson-Durbin アルゴリズムの詳細については、「音声情報処理の基礎」(斉藤、中田共著、オーム社)に記述してある。

【0045】図10において、振幅検出部44で標準偏差を求める代わりに、各サンプルの絶対値の平均値を用いてもよい。図8及び9における予測係数  $\beta_1 \sim \beta_Q$  の計算について、相関係数  $r_{i,j}$  を下式(8)のように計算することもできる。

$$r_{i,j} = (1/S) \sum E_{n+i} \cdot E_{n+i+j} \quad (8)$$

ここで、 $\Sigma$  は  $n=0$  から  $n_{MAX}$  までの総和演算子であり、 $S$  は平均化のための定数であり、 $S \geq Q$  である。 $n_{MAX}$  の値は、 $S-1$  でも良いし、 $S-j-1$  でも良い。このように相関係数を計算すると、 $S$  が  $Q$  よりも十分大きい場合には、 $r_{i,j} = r_{0,j}$  と近似でき、予測係数を求める方程式(5)は、式(6)と同一に近似でき、Levinson-Durbin アルゴリズムで高速に解くことができる。

【0046】残差概形計算部23、55における残差概形の予測係数  $\beta_1 \sim \beta_Q$  を全帯域一括で決定していたが、残差概形計算部23、55の入力をまず小帯域に分割し、これら各小帯域毎に独立に予測係数を設定してもよい。この小帯域の分割方法としては、周波数領域において線形尺度で等分割、対数尺度で等分割、パーク尺度で等分割などを用いることができる。

【0047】残差概形計算部23、55において、予測

係数  $\beta_1 \sim \beta_Q$  の予測誤差の影響が小さくなるように、窓関数み込み部33における窓幅、窓中心、場合によっては窓形状を変更しても良い。また、窓関数の畳込みと、予測係数  $\beta_1 \sim \beta_Q$  による線形合成とを一括して行ってもよい。その例を図11に示す。この例は予測次数  $Q$  を4、窓幅  $T$  を3とした場合で、遅延段  $35_1 \sim 35_4$  の出力は、それぞれ周波数軸に沿って1サンプル正側にシフトするシフタ  $7p_1 \sim 7p_4$  と、1サンプル負側にシフトするシフタ  $7n_1 \sim 7n_4$  とにそれぞれ供給され、正側シフタ  $7p_1 \sim 7p_4$  の各出力はそれぞれ乗算器  $8p_1 \sim 8p_4$  を通じて加算器34へ供給され、負側シフタ  $7n_1 \sim 7n_4$  の各出力はそれぞれ乗算器  $8n_1 \sim 8n_4$  を通じて加算器34へ供給される。いま乗算器  $36_1, 8n_1, 8p_1, 36_2, 8n_2, 8p_2, \dots, 8p_4$  の各乗算係数をそれぞれ  $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, \dots, \beta_u$  (この例では  $u=12$ ) とし、その各入力スペクトラム概形ベクトルを  $E_1, E_2, E_3, E_4, \dots, E_u$  とし、スペクトラム振幅計算部32の出力を  $E_0$  とする時、加算器34の出力  $E_R$  の  $E_0$  に対する2乗誤差が最小となる予測係数  $\beta_1 \sim \beta_u$  は、予測係数計算部40において次の速度一次方程式(10)を解くことにより求めることができる。

$$【0048】 r_{i,j} = E_i \cdot E_j$$

【0049】

【数4】

$$\begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \cdots & r_{1,u} \\ r_{2,1} & r_{2,2} & \cdots & r_{2,u} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ r_{u,1} & r_{u,2} & \cdots & r_{u,u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{0,1} \\ r_{0,2} \\ \vdots \\ r_{0,u} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$r_{i,j} = E_i \cdot E_j$$

この様にして決定された予測係数  $\beta_1 \sim \beta_u$  に対し得られる加算器34の出力  $E_R$  は、図8と同様に必要に応じて定数加算し、更に正規化して現フレーム  $F$  の残差概形  $E_R(F)$  とされ、残差概形正規化部26で残差係数  $R(F)$  に対する概形正規化のために使用される。このように窓関数も適応化することは、図9及び10の例にも適用できる。

【0050】図3、8～11の各例では、残差概形正規化部26に入力された現フレーム  $F$  の残差係数  $R(F)$  に対し、残差概形計算部23において1つ前のフレーム  $F-1$  の残差係数  $R(F-1)$  を使って決定した予測係数  $\beta_1(F-1) \sim \beta_Q(F-1)$  (又は  $\beta_u$ ) を使って得られた予測残差係数概形  $E_R(F)$  を使って残差係数  $R(F)$  の正規化を行い、それによって微細構造係数を求める場合を説明した。しかし、残差概形正規化部26に入力された現フレーム  $F$  の残差係数  $R(F)$  に対し、残差概形計算部23において現フレームで予測係数  $\beta_1(F) \sim \beta_Q(F)$  (図11の場合は  $\beta_u$  であるが、以降全て  $\beta_Q$  で代表する) を決定し、次式  $E_R''(F) = \beta_1(F)E_1(F) + \beta_2(F)E_2(F) + \dots + \beta_Q(F)E_Q(F)$

により合成残差概形 $E_R''(F)$ を求め、それから得られた予測残差概形 $E_R(F)$ を使って現フレームの残差係数 $R(F)$ を正規化するように構成してもよい。その場合は、現フレーム $F$ の残差係数 $R(F)$ を直接使って予測係数 $\beta_1 \sim \beta_Q$ を決定するため、図3中に破線で示すように正規化部22の出力である現フレームの残差係数 $R(F)$ を直接残差概形計算部23に与える。この方法は図8～11のいずれの残差概形計算部23にも適用できるが、代表して図8に適用した場合の構成を図12に示す。

【0051】図12において、図8と対応する部分には同じ番号を付けてある。図8と異なる点は、残差概形計算部23にもう一組のスペクトラム振幅計算部32'と窓関数畳み込み部33'を設け、現フレームの残差係数 $R(F)$ を直接スペクトラム振幅計算部32'に与えてそのスペクトラム振幅概形を求め、それに窓関数畳み込み部33'で窓関数を畳み込んでスペクトラム概形 $E_0^t(F)$ を求め、それを予測係数計算部40に与えていることである。従って、再生残差係数 $R_q(F)$ から求めた現フレームのスペクトラム概形 $E_0(F)$ は線形合成部37の第1遅延段351のみに与えられる。

【0052】まず、正規化部22(図3参照)から残差概形正規化部26へ与えられた現フレーム $F$ での入力残差係数 $R(F)$ は、残差概形計算部23のスペクトラム振幅計算部32'及び窓関数畳み込み部33'でスペクトラム振幅計算部32及び窓関数計算部33と同様の処理を受け、残差係数 $R(F)$ のスペクトラム概形 $E_0^t(F)$ が求められ、それが予測係数計算部40に与えられる。予測係数計算部40は、与えられた係数ベクトル $E_0^t$ に対し加算器34の出力 $E_R''$ の2乗誤差が最小となるように、図8の場合と同様に式(4)、(5)により予測係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ を計算する。その係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ が乗算器361～364に与えられた時の加算器34の出力が現フレーム $F$ の合成残差概形 $E_R''(F)$ として得られる。

【0053】合成残差概形 $E_R''(F)$ は必要に応じて定数加算部38、正規化部39で図8の場合と同様に処理されて現フレームの残差概形 $E_R(F)$ として残差概形正規化部26に与え、現フレーム $F$ の入力残差係数 $R(F)$ を正規化し、微細構造係数を得る。微細構造係数は図3で説明したようにパワー正規化部27でパワーが正規化され、更に量子化部25で重み付きベクトル量子化され、パワー正規化部27での正規化ゲインの量子化インデックス $I_g$ と量子化部25での量子化インデックス $I_m$ が復号器50に供給される。一方、量子化部25から出力されたインターリーブ型重み付きベクトル $C(m)$ を逆正規化部31で再配列し、正規化ゲイン $g(F)$ で逆正規化して得られた再生残差係数 $R_q(F)$ は、残差概形計算部23のスペクトラム振幅計算部32に与えられて $N$ 個のサンプル点のスペクトラム振幅をそれぞれ計算し、得られた残差係数振幅に対し窓関数畳み込み部33で窓関数を畳み込んで残差係数の概形 $E_0(F)$ を得る。このスペクトラム概形 $E_0(F)$

を線形合成部37に対する現フレーム $F$ の入力係数ベクトル $E_0$ として与え、遅延段351～354はそれぞれ与えられたスペクトラム概形 $E_0 \sim E_3$ を取り込んで、更新されたスペクトラム概形 $E_1 \sim E_4$ として出力し、1フレームに付いての処理サイクルを終了する。

【0054】図12の実施例では、現フレームの残差係数 $R(F)$ から $\beta_1 \sim \beta_4$ を決定し、これを用いて現フレームの残差概形 $E_R(F)$ を予測合成するが、図3の復号器50においては、現フレームの再生残差係数 $R_q(F)$ は残差概形逆正規化部54においてパワー逆正規化部53からの現フレームの微細構造係数と残差概形計算部55からの現フレームの残差概形係数とを使って求めるべきものであり、従って残差概形計算部55は現フレームの予測係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ を決定するための現フレームの残差係数 $R(F)$ を与えられていない。従って、式(4)、(5)により予測係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ を決定することはできない。そこで、符号器10において図12の残差概形計算部23を使った場合、対応する復号器50の残差概形計算部55には、符号器10側の予測係数計算部40で決定した現フレームの予測係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ を量子化してその量子化インデックス $I_B$ を供給し、復号器50では与えられたインデックス $I_B$ から再生した係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ を使って現フレームの残差概形を計算する。

【0055】即ち、図13に復号器50の残差概形計算部55を示すように、符号器10の予測係数計算部40から与えられた現フレームの予測係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ の量子化インデックス $I_B$ は残差概形計算部55の逆量子化部60で逆量子化されて予測係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ が再生され、線形合成部62の乗算器661～664に設定される。これらの予測係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ は遅延段651～654の出力とそれぞれ乗算され、それら乗算結果は加算器67で加算され残差概形 $E_R$ が合成される。この合成残差概形 $E_R$ は符号器側と同様に定数加算部68、正規化部69で処理され、現フレームの残差概形 $E_R(F)$ として残差概形逆正規化部54に与えられる。残差概形逆正規化部54はパワー逆正規化部53からの現フレームの微細構造係数と上記残差概形 $E_R(F)$ を乗算して現フレームの残差係数 $R(F)$ を求め、スペクトラム振幅計算部63に与えると共に、逆正規化部57(図3)に与える。与えられた再生残差係数 $R_q(F)$ に対しスペクトラム振幅計算部63及び窓関数畳み込み部64は図13の対応する部分と同様の処理を行って残差係数のスペクトラム概形を得て、線形合成部62に与える。従って、図12の残差概形計算部23に対応する復号器の残差概形計算部55は予測係数計算部を有していない。図12の予測係数計算部40における予測係数の量子化方法としては、例えば予測係数をLSPパラメータに変換した後、例えばフレーム間差分ベクトル量子化等の量子化を施すLSP量子化法を用いることができる。

【0056】図8～10及び12の残差概形計算部23

において、それぞれ加算器34の現フレームの出力である合成残差概形 $E_R$ に対する1~4フレーム前の残差係数のスペクトラム概形 $E_1 \sim E_4$ の寄与の程度に応じて、それぞれ乗算器361~364の乗算係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ を予め固定的に決めてもよく、例えば古いフレーム程、重み(乗算係数)が小さくされる。あるいは同一重み、この例では1/4として4つのフレームのサンプル係数の平均を用いてもよい。この様に係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ を固定した場合は、式(4)、(5)の計算を行う予測係数計算部40は不要である。この場合、復号器50側の対応する残差概形計算部55でも同じ係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ を使えばよいので係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ を復号器50に転送する必要はない。図11の場合も同様に係数 $\beta_1 \sim \beta_{12}$ を固定してもよい。

【0057】図8~10及び12の残差概形計算部23の各例において、その構成を最も簡単にするには、例えば図8において、加算器34、遅延段352~354、乗算器362~364を省略して、乗算器361の出力を定数加算部38へ直接供給し、前フレーム(F-1)のスペクトラム概形 $E_1 = E(F-1)$ からのみ、残差概形係数 $E_R(F)$ を推定してもよい。この変形は図10にも同様に適用でき、その場合、乗算器361、8p1、8n1の出力のみを加算器34に与えればよい。

【0058】図3及び8~12の各例では、残差概形計算部23は、合成残差概形係数 $E_R$ が、入力された再生残差係数 $R_q(F)$ 又は残差係数 $R(F)$ から求めたスペクトラム概形 $E(F)$ とできるだけ一致するように線形予測により予測係数 $\beta$  ( $\beta_1, \beta_2, \dots$ )を決めて予測残差概形係数 $E_R(F)$ を求めているが、このような線形予測を行わないで、残差概形を決定する実施例を図14、15及び16を参照して説明する。

【0059】図14は図3と対応させて符号器10と復号器50の全体の構成を示し、残差概形計算部23に対する接続は図3における破線の接続に対応する。従って、図12の場合と同様な逆正規化部31は設けられていない。図3及び12と異なる点は、図14の実施例における残差概形計算部23は、線形合成すべき残差概形 $E_R$ が、与えられた残差係数 $R(F)$ のスペクトラム概形とできるだけ一致するようにスペクトラム概形を量子化し、その時の線形合成出力 $E_R$ を残差概形 $E_R(F)$ として使うと共に、その時の量子化インデックス $I_q$ を復号器50に供給する。復号器50は、与えられたスペクトラム概形量子化インデックス $I_q$ から残差概形計算部55で逆量子化処理によりスペクトラム概形 $E(F)$ を再生し、残差概形逆正規化部54に与える。その他の各部の処理は図3の場合と同様であり、説明を省略する。

【0060】図14の実施例における符号器10と復号器50の残差概形計算部23及び55の構成例を図15に示す。残差概形計算部23は残差係数 $R(F)$ が与えられ、そのNサンプル点のスペクトラム振幅をそれぞれ計

算するスペクトラム振幅計算部32と、得られたN点のスペクトラム振幅に窓関数を畳み込み演算し、スペクトラム概形 $E(F)$ を求める窓関数畳み込み部33と、得られたスペクトラム概形 $E(F)$ を量子化する量子化部30と、量子化スペクトラム概形が現フレームの量子化スペクトラム概形係数 $E_{q0}$ として入力され、過去のフレームの量子化スペクトラム概形係数と線形合成を行う線形合成部37とから構成されている。線形合成部37は、図12に示すものとはほぼ同様に、遅延段351~354と、乗算器361~364と、加算器34とから構成されている。図15の場合、1~4フレーム前の量子化スペクトラム概形係数 $E_{q1} \sim E_{q4}$ をそれぞれ予測係数 $\beta_1 \sim \beta_4$ で乗算した結果だけでなく、乗算器360で現フレームの入力量子化スペクトラム概形係数 $E_{q0}$ に予測係数 $\beta_0$ を乗算した結果も加算器34に与えて合成し、予測残差概形 $E_R(F)$ として出力する。また、予測係数 $\beta_0 \sim \beta_4$ は予め決めた固定値である。量子化部30は残差概形 $E_R(F)$ の、入力スペクトラム概形 $E(F)$ に対する2乗誤差が最小となるようにスペクトラム概形 $E(F)$ を量子化し、得られた量子化スペクトラム概形係数 $E_{q0}$ を線形合成部37に与えると共に、その量子化インデックス $I_q$ を復号器50の残差概形計算部55に供給する。

【0061】残差概形計算部55の再生部60は、与えられた量子化インデックス $I_q$ から現フレームの量子化スペクトラム概形係数を再生し、符号器10側と同様に遅延段651~654と乗算器660~664と加算器67とから構成された線形合成部62は再生部60からの現フレームの量子化スペクトラム概形係数と、遅延段651~654からの過去のフレームの量子化スペクトラム概形係数とを線形合成する。加算器67から合成された残差概形 $E_R(F)$ が出力され、残差概形逆正規化部54に与えられる。なお、乗算器660~664には符号器10側と同じ係数 $\beta_0 \sim \beta_4$ が与えられている。また、符号器10の量子化部30における量子化法として、スカラ量子化を行ってもよいし、ベクトル量子化を行ってもよい。後者の場合、図7で説明したようなインターリーブされた係数系列のベクトル量子化を使ってもよい。

【0062】図16は図15の変形実施例を示し、図15と対応する部分には同じ参照番号を付けてある。この実施例では、量子化部30においてスペクトラム概形 $E(F)$ に対する予測残差概形(加算器34の出力) $E_R(F)$ の2乗誤差が最小となるように量子化を行う点は同じであるが、線形合成部37の構成が異なっている。即ち、継続接続された遅延段351~354の入力として予測残差概形 $E_R(F)$ が与えられ、従って、遅延段351~354からそれぞれ1~4フレーム前の予測残差概形 $E_R(F-1) \sim E_R(F-4)$ が出力されている。また、量子化部30から出力される量子化スペクトラム概形 $E_q(F)$ が直接加算器34に入力されている。従って、線形合成部37は過去のフレーム(F-1)~(F-4)における予測残差概形 $E_R(F-$

1)～ $E_R(F-4)$ と現フレームFにおける量子化概形係数とを線形合成し、現フレームの予測残差概形 $E_R(F)$ を出力する。復号器50側の線形合成部62も同様の構成とされ、過去のフレームにおける合成残差概形と、再生された現フレームにおける量子化概形係数とを線形合成することにより現フレームの残差概形を得る。

【0063】図8～12、15及び16の各残差概形計算部23において、帯域処理部を設け、窓関数畳み込み部33からのスペクトラム概形を複数の帯域に区分し、変動成分の少ない高次帯域に付いてそのスペクトラム概形を振幅が一定の平坦な概形に近似してもよい。図17は、例えば図8における畳み込み部33と遅延部35との間に挿入するそのような帯域処理部47の例を示す。この例では窓関数畳み込み部33の出力 $E(F)$ は帯域処理部47に入力され、分割部47Aで最低次（最低周波数）から約2/3のサンプル点を中心に例えば50次程度の幅の狭い中間帯域の成分 $E_B(F)$ と、これより高次の高次帯域成分 $E_H(F)$ と低次の低次帯域成分 $E_L(F)$ に分割し、高次帯域成分 $E_H(F)$ を平均部47Bへ供給して、その高次帯域のスペクトラム振幅の平均値を求めて、高次帯域成分 $E_H(F)$ を全てその平均値に置き換えて出力し、低次帯域成分 $E_L(F)$ はそのまゝ出力する。また中間帯域の成分 $E_B(F)$ については、漸近部47Cにより中間帯域の高低両端におけるスペクトラム振幅がそれぞれ平均部47Bで得た平均値及び低次帯域 $E_L(F)$ の最高次のスペクトラム振幅に一致し、その間で直線的に変化するよう各スペクトラム点の振幅が修正されて出力される。つまり、高周波成分は変動が少ないので高次帯域内のスペクトラム振幅を一定値、ここでは平均値、に近似している。

【0064】図8～12の各残差概形計算部23において、入力音響信号の典型的な複数の状態に応じた好ましい予測係数 $\beta_1 \sim \beta_Q$ （又は $\beta_U$ ）の組をそれぞれインデックスに対応した係数ベクトルとして符号帳に用意しておき、もっとも良く残差概形を予測する係数ベクトルを符号帳から選択して使用し、その係数ベクトルを示すインデックスを復号器50の残差概形計算部55に転送してもよい。

【0065】図8～11の各実施例のように、過去の残差係数概形から現在の残差概形を予測する線形予測モデルにおいては、その系の安定性を判断するためパラメータkが用いられるが、この発明においても、予測係数をkパラメータに変換して、その絶対値が1.0に近い、或いは1.0を越えている場合、強制的に予め決められた係数に設定したり、または別の残差概形構成方法に、例えば図8から図9へ切り替えたり、あるいは予め決められた残差概形（例えば凹凸のない平坦な信号）に切り替える、などの処理を施して系の安定性が増すようにすることもできる。

【0066】図3及び14の実施例の符号器10では、

線形予測分析部17で線形予測分析の際、窓掛け部15からの入力音響信号の自己相関係数を用いて予測係数を求めた。しかし、図18に示すようにMDCT部16で求めた周波数領域係数の各サンプル（スペクトラム）の絶対値を絶対値部81で求め、その絶対値出力を逆フーリエ変換部82で逆フーリエ変換して自己相関係数とし、その自己相関係数を線形予測分析部17で線形予測分析してもよい。この場合は、その分析に先立って相関を求める必要はない。

【0067】更に、図3及び14の各実施例においては、符号器側では入力信号の線形予測係数 $\alpha_0 \sim \alpha_P$ を量子化し、その量子化予測係数をフーリエ変換して入力信号のスペクトラム概形（周波数特性の概形）を求め、その概形により入力信号の周波数特性を正規化して残差係数を得た。また、その量子化予測係数のインデックス $I_p$ を復号器に転送し、復号器でそのインデックス $I_p$ から線形予測係数 $\alpha_0 \sim \alpha_P$ を得、更にその線形予測係数から周波数特性の概形を求めた。しかし、以下のようにしてもよい。即ち、図19に図3と対応する部分に同一符号を付けて示すように、MDCT部16からの周波数領域係数をスケーリングファクタ計算量子化部19に分岐入力して、その周波数領域係数をいくつかの小帯域に分割し、その各小帯域ごとのサンプルの絶対値の平均値、または最大値をスケーリングファクタとして求め、このスケーリングファクタを量子化し、そのインデックス $I_S$ を復号器50へ送出する。また前記求めたスケーリングファクタでMDCT部16からの周波数領域係数を正規化部22において、各対応小帯域ごとに割算して残差係数 $R(F)$ を得て残差概形正規化部26へ供給する。更に、前記求めたスケーリングファクタと、残差概形計算部23からの残差係数の概形の対応する小帯域のサンプルとを重み計算部24で乗算して重み付け係数 $W(w_1, \dots, w_N)$ を得て量子化部25へ供給する。復号器50では入力されたインデックス $I_S$ からスケーリングファクタ再生部71でスケーリングファクタを再生し、そのスケーリングファクタを逆正規化部57で残差概形逆正規化部54からの再生残差係数に乗算して周波数領域係数を再生して逆MDCT部58へ供給する。

【0068】上述では入力音響信号を周波数領域係数に変換した後、残差係数を得たが、入力音響信号から時間領域でスペクトラム概形を取り除いた残差信号を求め、その残差信号を周波数領域の残差係数に変換してもよい。即ち、図20に図3と対応する部分に同一符号を付けて示すように、入力端子11からの音響入力信号は線形予測分析部17で線形予測分析され、得られた線形予測係数 $\alpha_0 \sim \alpha_P$ は量子化部18で量子化され、その量子化された線形予測係数が逆フィルタ28にフィルタ係数として設定され、この逆フィルタ28に端子11からの入力音響信号が通されて、平坦化された周波数特性を有する時間領域の残差信号を得る。この残差信号はコサイ

ン変換部29で離散コサイン変換されて周波数領域の残差係数 $R(F)$ に変換されて残差概形正規化部26へ供給される。一方、量子化部18からの量子化線形予測係数がスペクトラム概形計算部21へ供給され、入力信号の周波数特性の概形が求められ、重み計算部24に与えられる。符号器10におけるその他の部分の処理は図3と同様である。

【0069】復号器50では残差概形逆正規化部54からの再生残差係数 $R_q(F)$ は逆コサイン変換部72で逆離散コサイン変換されて時間領域の残差信号とされて合成フィルタ73へ供給される。一方、入力されたインデックス $I_p$ は再生部74で線形予測係数 $\alpha_0 \sim \alpha_p$ に再生され、その線形予測係数が合成フィルタ73のフィルタ係数として設定される。合成フィルタ73は逆コサイン変換部72からの残差信号が与えられ、音響信号を合成して出力端子91へ出力する。図20に示した例では時間周波数変換はMDCTよりもDCTの方が適する。

【0070】図3、14、19及び20の実施例における量子化部25として、図21に示すように構成し、図22に示す処理手順に従って量子化を行ってもよい。即ち、まずスカラー量子化部25Aにおいて量子化幅制御部25Dから与えられた予め決められた最大量子化幅で微細構造係数 $X(F)$ をスカラー量子化する(S1)。次に誤差計算部25Bにおいて入力された微細構造係数 $X(F)$ に対する量子化された微細構造係数 $X_q(F)$ の誤差を計算する(S2)。誤差としては、例えば重み付け係数 $W$ を使った重み付け2乗誤差を使う。次に量子化ループ制御部25Cにおいてこの量子化誤差が聴感的に許容される所定値より小さいかを判断する(S3)。この時、量子化誤差が所定値より小さければ、その量子化微細構造係数 $X_q(F)$ とそれを表すインデックス $I_m$ を出力すると共に、使用された量子化幅を表すインデックス $I_p$ を量子化幅制御部25Dから出力し、量子化処理を終了する。量子化ループ制御部25Cは、ステップS3で量子化誤差が所定値より大きいと判断した場合は、量子化微細構造係数 $X_q(F)$ に使用されるビット数が使用可能最大ビット数を越えていないか判断する(S4)。使用されるビット数が使用可能最大ビット数を越えていなければ、処理ループを継続すべきと判断し、量子化幅制御部25Dに対し前回より小さい所定の量子化幅をスカラー量子化部25Aに与えさせ(S5)、スカラー量子化部25Aで再量子化する。以下同様の処理手順を繰り返す。ステップS4で使用ビット数が使用可能最大ビット数以上の場合は、前回のループによる量子化微細構造係数 $X_q(F)$ とそのインデックス $I_m$ と共に量子化幅インデックス $I_p$ を出力して量子化処理を終了する。

【0071】この量子化部25に対応する復号器50の再生部51(図3、14、19、20参照)には、量子化インデックス $I_m$ と量子化幅インデックス $I_p$ を供給し、再生部51はこれらのインデックスに基づいて微細構造

係数を再生する。

【0072】

【発明の効果】以上述べたように、この発明によれば、ピッチ成分を含む信号が入力された場合にみられる周波数領域の残差係数におけるフレーム間の高い相関を利用して、その残差係数の概形を正規化して、より平坦化した微細構造係数として量子化するため、高い量子化能率が得られる。また、複数ピッチが存在する場合にも周波数領域ではピッチが分離されるので問題を生じない。更に、残差係数の概形を適応的に決定するので、ピッチ成分の変化傾向に追従することもできる。

【0073】また、MDSTのような重ね合わせ直交変換を使って入力音響信号を周波数領域係数に変換し、それを、音響信号の線形予測係数から求めたスペクトラム振幅(即ち入力音響信号の周波数特性の概形)で周波数領域において正規化する実施例では、フレーム間ノイズを生じさせないで周波数領域係数の高能率な平坦化を実現することが可能である。

【0074】 $P=60$ 、 $N=512$ 、 $M=64$ 、 $Q=2$ とし、線形予測係数 $\alpha_0 \sim \alpha_p$ と正規化ゲインの量子化のための情報量を十分大きくとり、微細構造係数を2ビット/サンプルの情報量でベクトル量子化する条件で、図8に示した残差概形計算部23を用いて様々な音楽ソースを符号化復号化した場合、残差概形計算部23、55を取り除いて符号化復号化した場合よりも平均約5dB、最大約10dBのセグメンタルSNRの改善がみられる。また、聴感的にもより自然性の高い音を得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】入力信号の周波数特性をスケーリングファクタによって平坦化する従来の符号器を示すブロック図。

【図2】入力信号の周波数特性を線形予測分析フィルタで平坦化する従来の符号器を示すブロック図。

【図3】この発明の符号化方法が適用された符号器、及びこの発明の復号化方法が適用された復号器の各実施例を示すブロック図。

【図4】Aは図3におけるMDCT部で求めた周波数領域波形の例、Bはスペクトラム概形計算部により求めたスペクトラム概形の例、Cは正規化部22により求めた残差係数の例、Dは残差概形計算部23で求めた残差概形の例、Eは残差概形正規化部26で求めた微細構造係数の例をそれぞれ示す図。

【図5】Aは予測係数から周波数特性の概形を得る方法を示す図、Bは予測係数から周波数特性の概形を得る他の方法を示す図。

【図6】ベクトル量子化の際の信号系列と分割小系列との関係例を示す図。

【図7】量子化部25の構成例を示すブロック図。

【図8】図3中の残差概形計算部23、55の具体例を示すブロック図。

【図9】図8中の残差概形計算部23、55の変形例を

示すブロック図。

【図10】図9中の残差概形計算部23、55の変形例を示すブロック図。

【図11】図3中の残差概形計算部23、55で窓関数及び予測係数の両者を適応的に制御するようにした例を示すブロック図。

【図12】図3中の残差概形計算部23の更に他の例を示すブロック図。

【図13】図12に対応する復号器側の残差概形計算部55の例を示すブロック図。

【図14】この発明の符号器と復号器の他の実施例を示すブロック図。

【図15】図14における残差概形計算部23、55の具体例を示すブロック図。

【図16】図14における残差概形計算部23、55の

具体例を示すブロック図。

【図17】残差概形計算部23においてスペクトラム概形の高次帯域部を一定値に近似した処理をする帯域処理部の構成を示すブロック図。

【図18】図3の符号器における部分変形例を示すブロック図。

【図19】この発明による符号化方法及び復号化方法を適用した符号器及び復号器の他の例を示すブロック図。

【図20】時間領域で残差信号を得る構成とした符号器とそれに対応する復号器の例を示すブロック図。

【図21】図3、14、19及び20の実施例における量子化部25の他の構成例を示すブロック図。

【図22】図21の量子化部による量子化処理手順を示すフロー図。

【図1】

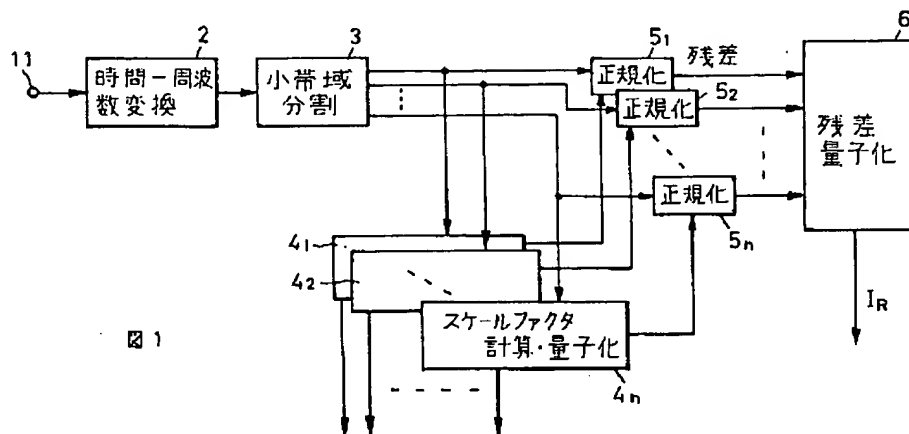


図1

【図2】

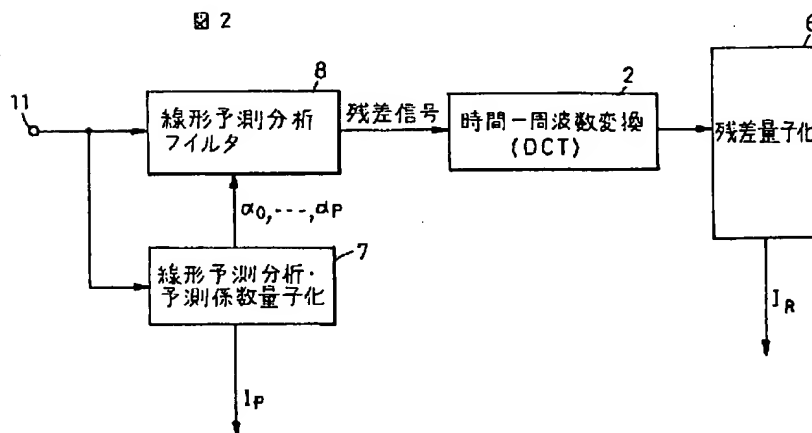


図2



【図6】

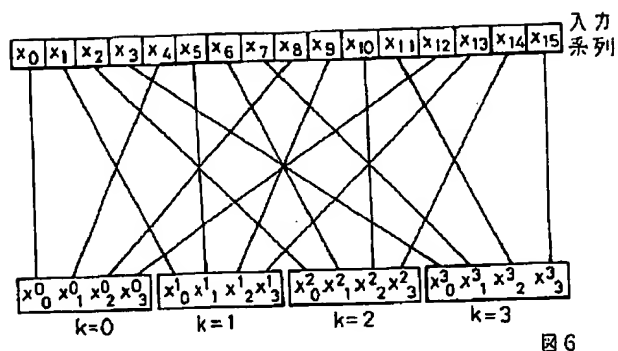


図6

【図7】

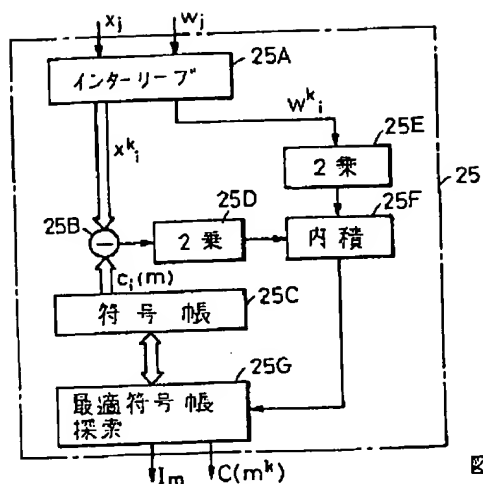
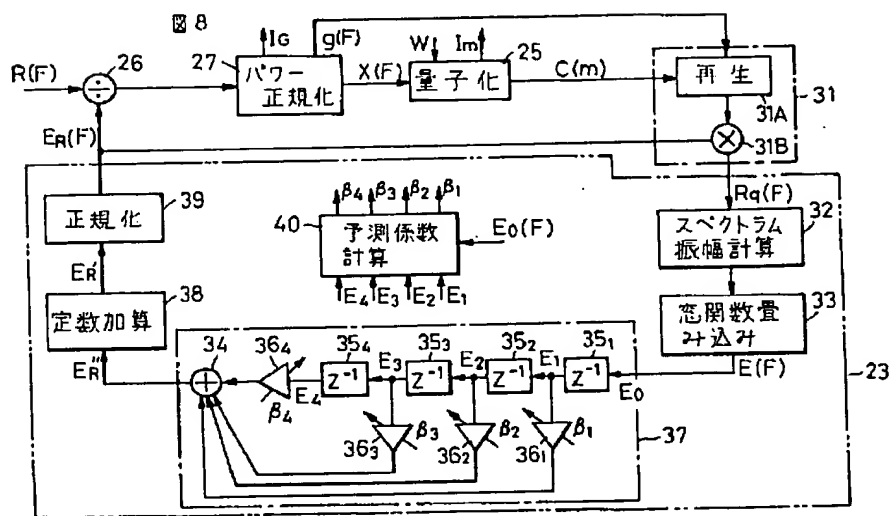


図7

【図8】



【図17】

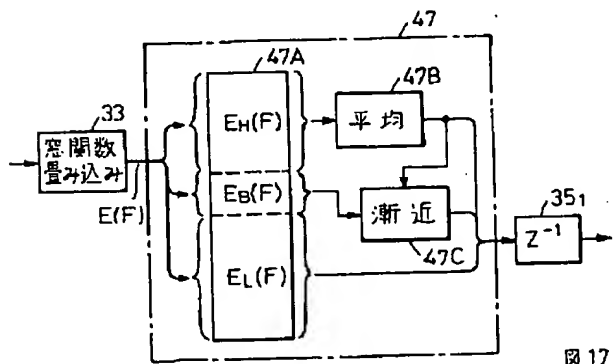


図17

【図18】

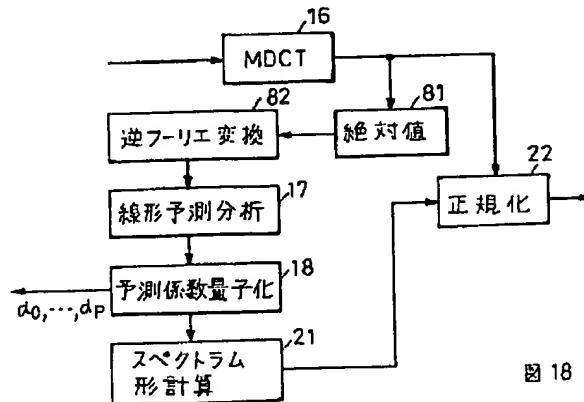
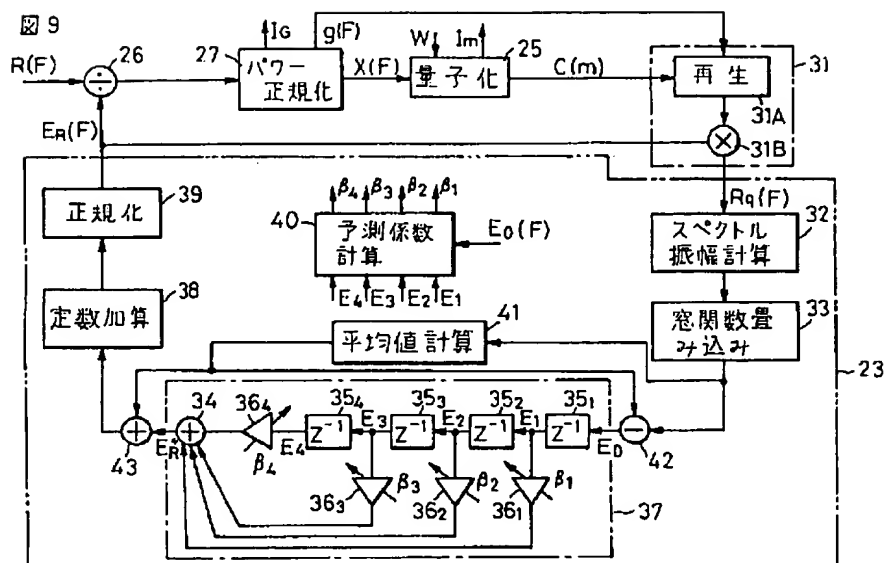
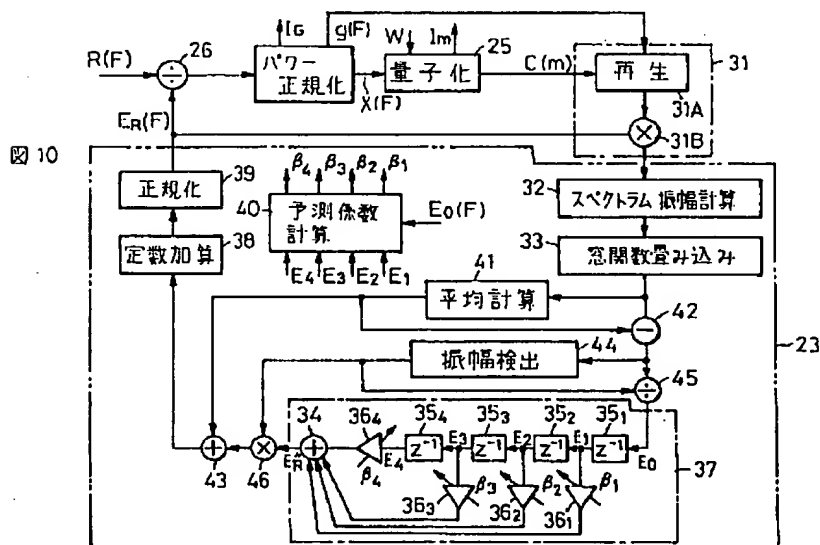


図18

【図9】



【図10】



【図21】

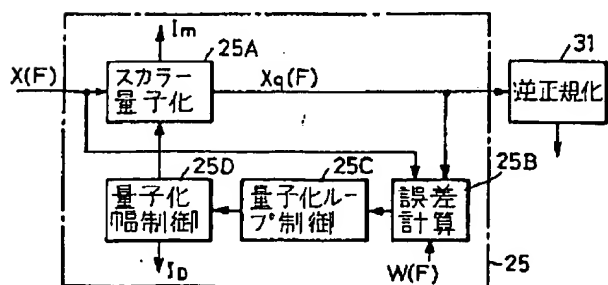


図 11

Figure 11 is a block diagram of a digital signal processing system, likely for channel equalization or adaptive filtering. The system includes the following components and signal flows:

- Inputs:**  $R(F)$  (Reference signal),  $I_G$  (Gain),  $g(F)$  (Input signal),  $W$  (Weight), and  $I_m$  (Measurement).
- Processing Blocks:**
  - 26:** A summing junction that calculates  $E_R(F) = R(F) - I_G$ .
  - 27:** A "パワー正規化" (Power Normalization) block that takes  $E_R(F)$  and  $I_G$  as inputs and outputs  $X(F)$ .
  - 25:** A "量子化" (Quantization) block that takes  $X(F)$  and  $W$  as inputs and outputs  $C(m)$ .
  - 31:** A "再生" (Regeneration) block that takes  $C(m)$  and  $I_m$  as inputs and outputs  $31A$  and  $31B$ .
  - 32:** A "スペクトル振幅計算" (Spectral Amplitude Calculation) block that takes  $31A$  and  $31B$  as inputs and outputs  $E_0$ .
  - 39:** A "正規化" (Normalization) block that takes  $E_R(F)$  and  $E_0$  as inputs and outputs  $E_R''$ .
  - 38:** A "定数加算" (Constant Addition) block that takes  $E_R''$  and a constant (implied) as inputs and outputs  $34$ .
  - 40:** A "予測係数計" (Prediction Coefficient Calculation) block that takes  $E_0(F)$  and feedback signals  $E_1$  through  $E_{12}$  as inputs and outputs prediction coefficients  $\beta_1$  through  $\beta_{12}$ .
- Filter Structure:** The system features a cascade of four stages (labeled 1, 2, 3, 4) of parallel filter structures. Each stage contains two parallel paths with delay elements ( $Z^{-1}$ ) and gain elements ( $\beta$ ). The output of the cascade is  $E_0$ .
- Feedback and Control:** The output  $E_0$  is used for spectral amplitude calculation and prediction coefficient calculation. The prediction coefficient calculation block (40) also receives feedback signals  $E_1$  through  $E_{12}$  and outputs  $\beta_1$  through  $\beta_{12}$  to the filter stages. The system also includes a feedback loop from the output to a summing junction (34) and a power normalization block (39).

[illegible]



【図15】

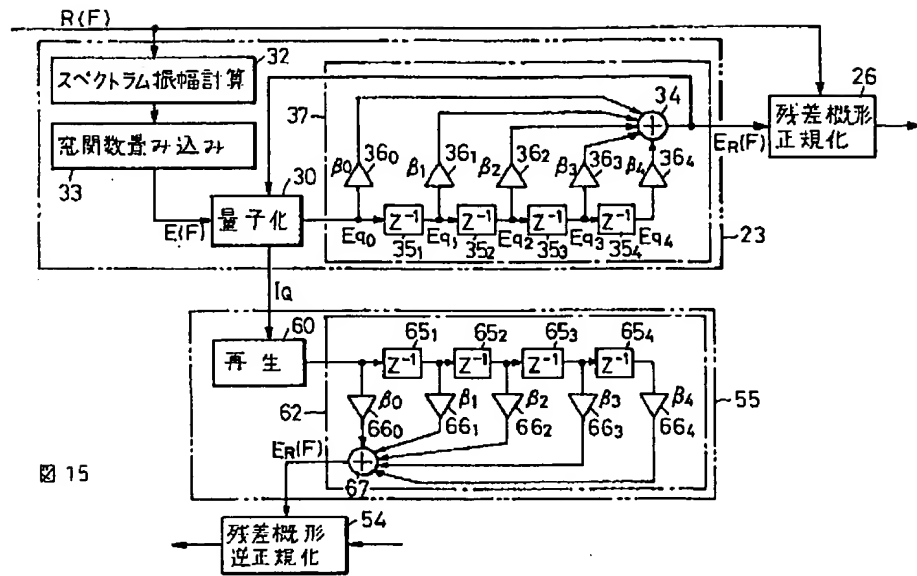


図 15

【図16】

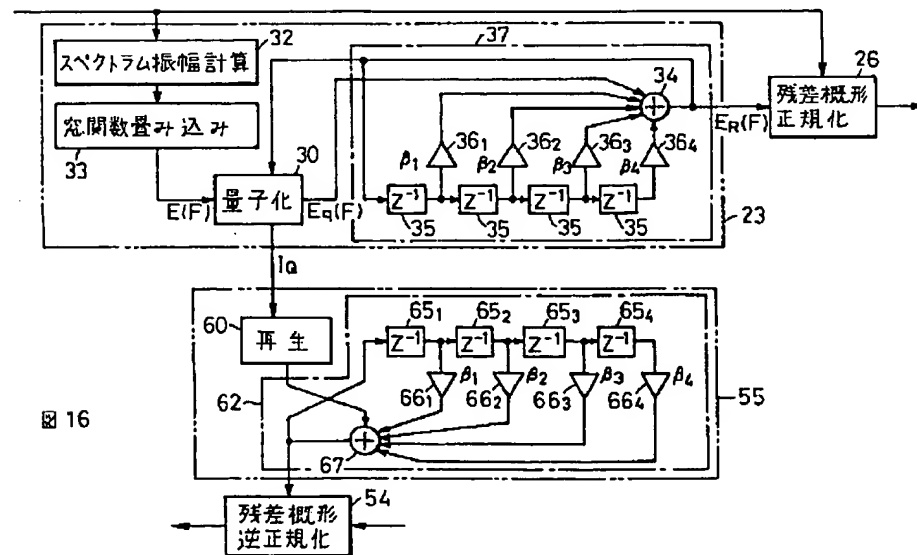
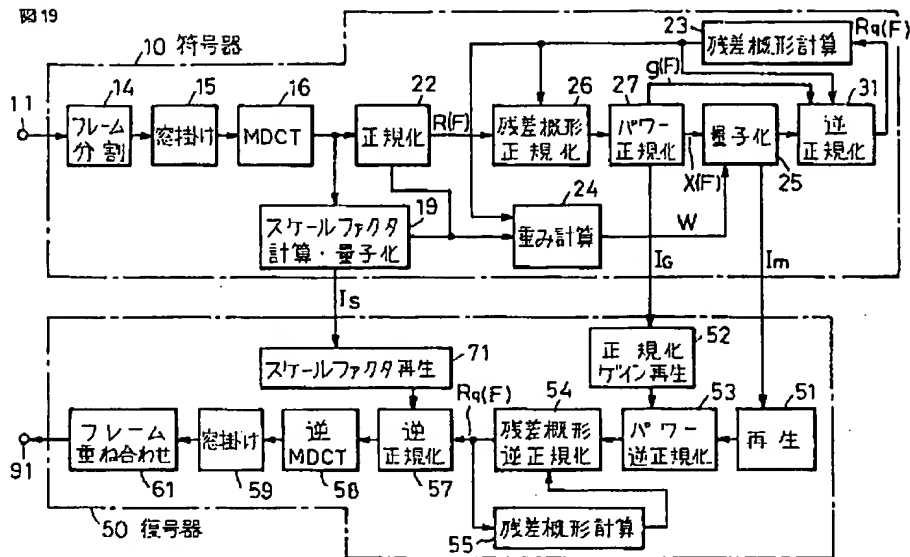
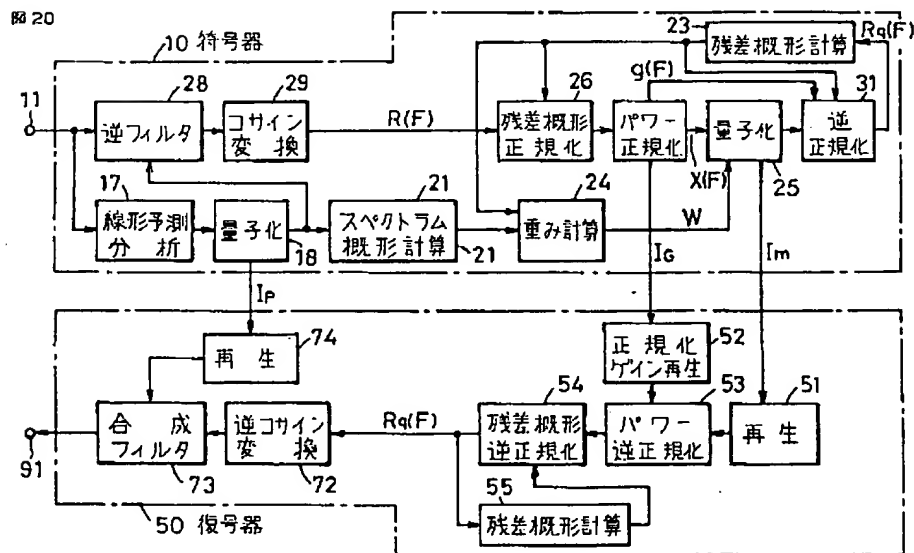


図 16

【図19】



【図20】



【図22】

